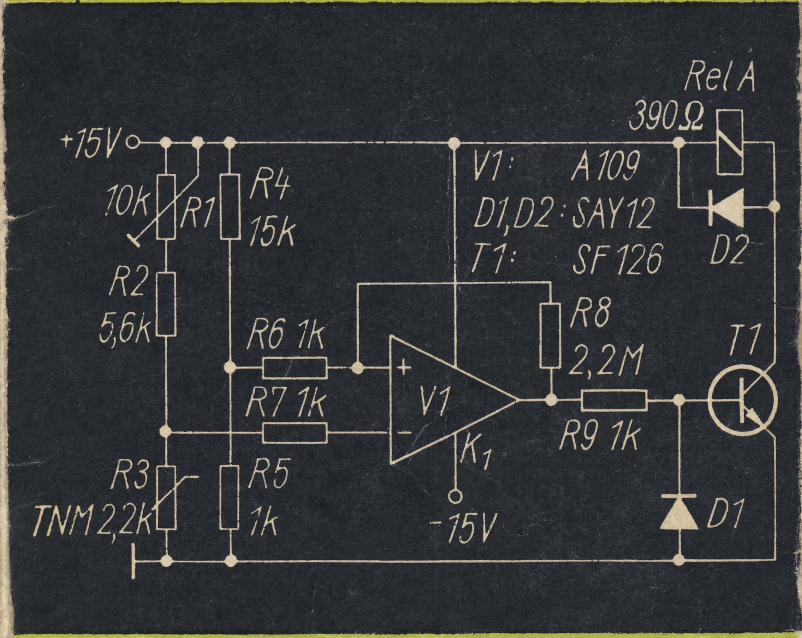
amateurreihe

electronica



Harro Kühne

170

Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109

electronica · Band 170

HARRO KÜHNE

Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1.—20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1979
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV: 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ilse Fähndrich · Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam
Redaktionsschluß: 20. Oktober 1978
Bestellnummer: 746 107 4
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Aufbau und Eigenschaften des Operationsverstärkers *A 109* 7
1.1. Grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise transistorisierter Operationsverstärker 7
1.2. Kenndatenbegriffe zur elektrischen Beschreibung von Operationsverstärkern 9
1.3. Aufbau und technische Daten des Operationsverstärkers *A 109* 18
1.4. Frequenzkompensation des Operationsverstärkers *A 109* 25
1.5. Allgemeine Anwendungshinweise für den Operationsverstärker *A 109* 30
1.6. Der Operationsverstärker als invertierender und nichtinvertierender Spannungsverstärker und Methoden zur Kompensation der Offsetspannung 33
2. Gleichspannungs- und Wechselspannungsverstärker . 41
2.1. Gleichspannungsmeßgerät mit hohem Eingangswiderstand 41
2.2. Gleichspannungsimpedanzwandler für Digitalvoltmeter 42
2.3. Gleichstrommikroamperemeter 43
2.4. Temperaturmeßgerät 44
2.5. Wechselspannungsverstärker 45
3. Leistungsverstärker 47
3.1. Einfacher Leistungsverstärker 47
3.2. Leistungsverstärker mit verringerter Totzone 48
3.3. Leistungsverstärker für große Ausgangsleistungen .. 50
4. Referenzspannungsquellen und Stabilisierungsteile .. 52
4.1. Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung 52
4.2. Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung und variablem Temperaturkoeffizienten 53

4.3. Stabilisierungsteil mit fester Ausgangsspannung 54
4.4. Hochwertiger Stabilisierungsteil 55
4.5. Elektronischer Spannungsteiler 57

5. Klangregel-, Entzerrer-, Hochpaß- und Tiefpaßschaltungen 58
5.1. Klangregelschaltungen 58
5.2. Präsenzfilter 60
5.3. Entzerrer für dynamische Tonabnehmer 61
5.4. Rumpelfilter 62
5.5. Rauschfilter 63

6. Komparatoren und Trigger 65
6.1. Lichtbandanzeige mit Lumineszenzdioden 65
6.2. Empfindlicher Komparator zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen 67
6.3. Einfacher Temperaturregler mit einem *Schmitt*-Trigger als Soll-Istwert-Vergleicher 67
6.4. Stromtrigger mit einem Operationsverstärker 69

7. Sinusgeneratoren 71
7.1. Sinusgenerator für eine Festfrequenz 71
7.2. Durchstimmbarer Sinusgenerator mit integraler Amplitudenregelung 73

8. Impulsgeneratoren 75
8.1. Rechteckgenerator mit getrennten Einstellmöglichkeiten für die Impulsdauer und die Impulspause 75
8.2. Sägezahngenerator 77
8.3. Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen ... 79

9. Monostabile Kippschaltungen 82
9.1. Einfacher monostabiler Multivibrator mit einem Operationsverstärker 82
9.2. Monostabiler Multivibrator mit geringer Drift der Kippzeit 84

10. Aktive Gleichrichter mit Operationsverstärkern 87
10.1. Vollweg-Gleichrichterschaltungen 87
10.2. Gleichspannungsdriftfreier Einweggleichrichter für Wechselspannungs-Digitalvoltmeter 89

11. Literaturverzeichnis 91

Vorwort

Der als Operationsverstärker bezeichnete universelle Verstärkerbaustein war bis vor einigen Jahren den Amateuren nahezu unbekannt. In der analogen Rechentechnik benutzt man dagegen seit langem gleichartige Verstärkerbausteine, deren Übertragungseigenschaften externe Gegen- oder Mitkopplungen mit Widerständen, Kondensatoren, Dioden usw. bestimmen. Das Vorteilhafte an einer solchen Schaltungstechnik ist, daß man mit einem möglichst idealen Verstärkerbaustein eine Vielzahl von praktischen Aufgaben lösen kann. Die Fortschritte der letzten Jahre auf dem Gebiet der Halbleitertechnik und insbesondere dem der integrierten Schaltungen sind die Ursache dafür, daß der Operationsverstärker heute sehr vielfältig in der Meßtechnik, in der industriellen Elektronik und in der Unterhaltungselektronik eingesetzt wird. Diese universelle Verwendbarkeit der Operationsverstärker ist aber gleichzeitig auch die Bedingung für eine Massenfertigung integrierter Operationsverstärker, die deshalb im Gegensatz zu gleichwertigen diskret realisierten Verstärkern sehr preisgünstig sind.

Der *VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)* fertigtdie Operationsverstärker *A 109 C* und *D*, *B 109 C* und *D*. Im Produktionsprozeß der genannten Schaltkreise fallen aber auch funktionsfähige Operationsverstärker an, die die hohen Forderungen der Typ-TGL nicht in allen Werten erfüllen. Bauelemente dieser Art werden unter der Bezeichnung *R 109* für den Amateur und Bastler ausgeliefert. Alle diese Bauelemente stehen dem Amateur zur Verfügung, und er kann sie zur Lösung seiner Aufgaben oft vorteilhaft einsetzen. Dabei ist allerdings ein gewisses Umdenken erforderlich. Der Praktiker, bisher an Schaltungsdetails gewohnt, wird sich auf das „Bausteindenken" umstellen müssen. Das ist erforderlich, weil von der Baugruppe Operationsverstärker weniger dessen innerer Schaltungsaufbau, sondern vielmehr sein elektrisches Verhalten interessiert. Die vorliegende Broschüre soll den Amateur bei diesem Umlernprozeß unterstützen.

Nach einer Einführung in den grundsätzlichen Aufbau transistorisierter Operationsverstärker und nach Vorstellung der Opera-

tionsverstärker *A 109*, *B 109* bzw. *R 109* folgen zahlreiche Schaltbeispiele, die die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der Operationsverstärker verdeutlichen. Dabei wurden die meisten Beispiele so ausgewählt, daß sie direkt vom Amateur verwendet werden können, dem jetzt der preisgünstige Operationsverstärker *R 109* zur Verfügung steht. Alle Schaltungen sind vom Autor praktisch erprobt worden, um eine hohe Nachbausicherheit zu gewährleisten. Oft ergibt es sich, daß die angegebenen Schaltbeispiele nur modifiziert vom Leser benutzt werden können und deshalb eine abweichende Dimensionierung der äußeren Schaltelemente erforderlich ist. Zu diesem Zweck sind zu vielen Schaltbeispielen die entsprechenden Bemessungsgleichungen angegeben worden. Zumeist handelt es sich dabei um Näherungen, die aber für die Amateurpraxis eine bei weitem ausreichende Genauigkeit liefern.

Naumburg (Saale), im November 1977 *Ing. Harro Kühne*

1. Aufbau und Eigenschaften des Operationsverstärkers *A 109*

Der erste Abschnitt dieser Broschüre behandelt zunächst den grundsätzlichen Aufbau und die Wirkungsweise transistorisierter Operationsverstärker am Beispiel eines sehr einfachen, aber voll funktionsfähigen Operationsverstärkers mit nur wenigen Transistoren. Anschließend folgt eine nähere Erläuterung der wesentlichsten Begriffe, mit denen man die elektrischen Eigenschaften des praktischen Operationsverstärkers beschreibt. Der Hauptteil dieses Abschnitts ist aber der Vorstellung der Operationsverstärker *A 109*, *B 109*, *R 109* und der Erläuterung der beiden fundamentalen Grundschaltungen eines Operationsverstärkers als invertierender bzw. nichtinvertierender Spannungsverstärker vorbehalten.

1.1. Grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise transistorisierter Operationsverstärker

Die Bezeichnung *Operationsverstärker* (engl. operational amplifiers) stammt aus der analogen Rechentechnik, wo der Operationsverstärker zur Durchführung mathematischer Operationen eingesetzt wird. Zwischen einem konventionellen Verstärker und einem Operationsverstärker besteht kein grundsätzlicher Unterschied. Beide verstärken elektrische Spannungen, Ströme oder Leistungen. Allerdings ist der konventionelle Verstärker meist nur für einen ganz bestimmten Anwendungsfall entworfen und geeignet. Der Operationsverstärker wurde dagegen von vornherein für den universellen Einsatz konzipiert und vorgesehen.
Ein Operationsverstärker ist ein Gleichspannungsverstärker, der in den meisten Fällen aus einer Eingangsstufe, einer oder mehreren Zwischenstufen und einer Ausgangsstufe besteht. Bild 1.1 zeigt einen sehr einfachen Operationsverstärker. Als Eingangsstufe fungiert der Differenzverstärker mit den Transistoren T1 und T2, die ihre Emitterströme von der Konstantstromquelle mit T3 erhalten. Die Zwischenstufe arbeitet in Emitterschaltung mit dem pnp-Transistor T4. Einen möglichst geringen Ausgangswider-

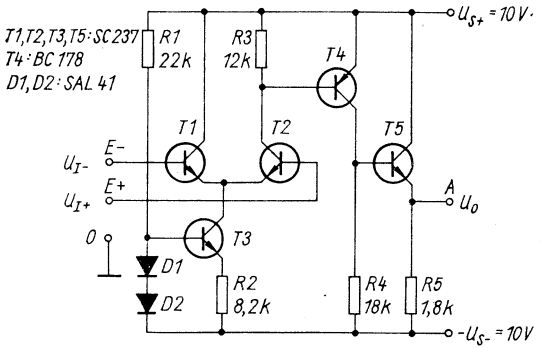


Bild 1.1 Einfacher Operationsverstärker mit diskreten Transistoren

stand sichert die Ausgangsstufe mit dem in Kollektorschaltung betriebenen Transistor T5. Der Stromversorgung dienen die auf Massepotential bezogenen Speisespannungen U_{S+} und U_{S-}.

Zur kurzen Erläuterung der Wirkungsweise sollen die beiden Eingänge E_+ und E_- zunächst mit dem Massepotential verbunden sein. Unter der Annahme von ideal identischen Transistoren T1 und T2 teilt sich der von der Stromquelle mit T3 gelieferte Kollektorstrom in der Weise auf, daß die Kollektorströme von T1 und T2 gleich sind. Die Widerstände R3 und R4 sollen in Abhängigkeit von den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T4 und T5 so dimensioniert sein, daß bei den Eingangsspannungen $U_{I+} = U_{I-} = 0$ V die Spannung am Ausgang A gegenüber dem Massepotential gerade $U_O = 0$ V beträgt. Verbindet man nun die Eingänge E_+ und E_- mit den beiden zunächst gleichen Spannungen von z. B. $U_{I+} = U_{I-} = 1$ V, so ändert sich unter der Voraussetzung eines idealen Differenzverstärkers die Stromaufteilung in T1 und T2 und damit die Ausgangsspannung an A nicht. Erst wenn z. B. U_{I+} positiver als U_{I-} ist, fließt durch T2 ein etwas größerer Kollektorstrom, und der Kollektorstrom von T1 verringert sich um den gleichen Betrag. Der dann zusätzlich in die Basis von T4 fließende Strom sorgt für ein Ansteigen des Kollektorstroms des Transistors T4, und damit liegt eine positive Ausgangsspannung am Ausgang A des Operationsverstärkers an. Umgekehrt ergibt sich eine negative Ausgangsspannung an A, wenn die Eingangsspannung U_{I-} positiver ist als U_{I+}.

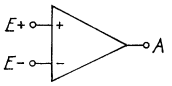


Bild 1.2
Symbol für einen Operationsverstärker

Zusammenfassend ist also festzustellen, daß ein Operationsverstärker Differenzspannungen verstärkt. Nach dem eben beschriebenen Prinzip arbeiten nahezu alle integrierten Operationsverstärker. Die einzelnen Typen unterscheiden sich allerdings meist wesentlich im inneren Aufbau, da die Hersteller ständig versuchen, die technischen Daten der Verstärker so zu verbessern, daß sie dem idealen Operationsverstärker möglichst nahekommen. Da bei der praktischen Anwendung des Operationsverstärkers dessen innere Schaltung nur wenig interessiert, hat sich das in Bild 1.2 gezeigte Symbol durchgesetzt. Die Differenzeingänge E_+ und E_- sind in diesem Symbol mit „+" bzw. „−" gekennzeichnet. Diese Zeichen beziehen sich auf die Phasenlage zwischen Eingangs- und Ausgangssignal. Verbindet man den Minuseingang mit dem Massepotential und legt an den Pluseingang eine positive Spannung, so führt auch der Ausgang eine Spannung dieser Polarität. Der Eingang E_+ wird deshalb auch als *nichtinvertierender Eingang* bezeichnet. Entsprechend ist die Ausgangsspannung negativ, wenn der Pluseingang mit dem Massepotential verbunden ist und der *invertierende Minuseingang* an einer positiven Spannung liegt. In praktischen Schaltungen mit Operationsverstärkern werden alle Spannungen auf Massepotential bezogen. Bis auf wenige Ausnahmen benötigen aber integrierte Operationsverstärker keinen Masseanschluß, der deshalb in dem Symbol (Bild 1.2) nicht vorhanden ist. Zusätzliche Anschlüsse, z. B. für die beiden Speisespannungen und für externe Bauelemente zur Unterdrückung von Schwingungen, sind dagegen üblich.

1.2. Kenndatenbegriffe zur elektrischen Beschreibung von Operationsverstärkern

Ein Operationsverstärker läßt sich mit einigen Kenngrößen soweit charakterisieren, daß die Kenntnis der Innenschaltung für die Beurteilung und Anwendung des Operationsverstärkers nicht mehr erforderlich ist. Nachstehend werden die wesentlichsten

Kennwerte genannt und, wenn notwendig, am Beispiel der Schaltung nach Bild 1.1 näher erläutert.

● Speisespannungen U_{S+} und U_{S-}

Operationsverstärker benötigen fast immer eine positive Speisespannung U_{S+} und die negative Speisespannung U_{S-}. Es ist aber auch der Betrieb mit nur einer Versorgungsspannung möglich, wenn ein künstlicher Bezugspunkt für den in der jeweiligen Schaltung mit dem Massepotential verbundenen Eingang geschaffen wird. Dieser Bezugspunkt führt dann die halbe Speisespannung und kann mit Widerständen oder mit der Kombination einer Z-Diode und eines Widerstands realisiert werden. Bild 1.3 zeigt solche Möglichkeiten.

Operationsverstärker sind innerhalb eines bestimmten und in den Kenndaten angegebenen Bereichs der Speisespannung voll arbeitsfähig. Die typischsten Werte betragen $U_{S+} = -U_{S-} = 15$ V. Es gibt aber auch Operationsverstärker, die noch bei Speisespannungen von $U_{S+} = -U_{S-} = 1{,}5$ V funktionsfähig sind. Typische obere Grenzwerte liegen bei $U_{S+} = -U_{S-} = 18$ V ... 22 V, die nicht überschritten werden dürfen, weil sonst mit einer irreversiblen Datenänderung bzw. Zerstörung des Operationsverstärkers zu rechnen ist.

● Umgebungstemperatur ϑ_a und Lagerungstemperatur ϑ_{stg}

Integrierte Operationsverstärker sind Halbleiterbauelemente und deshalb nur innerhalb bestimmter Temperaturbereiche voll funktionsfähig. Für den Amateur ist dabei besonders der Bereich der *Umgebungstemperatur* ϑ_a von Interesse. Am weitesten ist der Temperaturbereich $\vartheta_a = 0$ °C ... 70 °C verbreitet. Für industrielle Anwendungen in den Bereichen der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik bevorzugt man die erweiterten Temperaturbereiche $\vartheta_a = -25$ °C ... 85 °C und $\vartheta_a = -55$ °C ... 125 °C. Schaltkreise für den letztgenannten Temperaturbereich sind aber erheblich teurer als Standardoperationsverstärker.

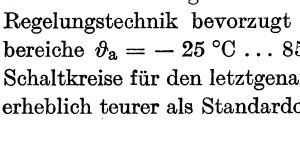


Bild 1.3
Möglichkeiten zur Realisierung eines künstlichen Bezugspunktes

Wenig von Interesse ist für den Amateur der Bereich der *Lagerungstemperatur* ϑ_{stg}. Üblich sind Bereiche wie $\vartheta_{stg} = -55\ °C \ldots 150\ °C$. Weitere Angaben entnimmt man den Datenblättern.

● Gesamtverlustleistung P_{tot} und Eigenleistungsaufnahme P_v

Operationsverstärker benötigen für ihren Betrieb eine bestimmte elektrische Leistung. Man unterscheidet die *Eigenleistungsaufnahme* P_v, die die Verlustleistung des Schaltkreises ohne Aussteuerung kennzeichnet, und die *Gesamtverlustleistung* P_{tot}, die u. a. von der Aussteuerung und dem benutzten Lastwiderstand abhängt. Ein typischer Wert ist $P_{tot} = 300\ mW$. Die Eigenleistungsaufnahme ist sehr vom jeweiligen Typ abhängig. Es sind sogenannte Mikroleistungs-Operationsverstärker bekannt, deren Eigenleistungsaufnahme nur $P_v = 50\ \mu W$ beträgt. Charakteristisch sind allerdings für die meisten Typen Werte in der Größenordnung von $P_v = 20\ mW \ldots 200\ mW$.

● Großsignalspannungsverstärkung v_u

Eine der wesentlichsten Operationsverstärkerkenngrößen ist die *Großsignalspannungsverstärkung* v_u. Für den idealen Operationsverstärker sollte $v_u \to \infty$ gelten. v_u kennzeichnet die Differenzverstärkung des Operationsverstärkers im Leerlauf oder bei zumindest relativ hochohmigem äußerem Lastwiderstand, so daß sie oft auch mit *Leerlaufverstärkung* bezeichnet wird. Entsprechend den Bezeichnungen in Bild 1.1 gelten die folgenden Beziehungen für v_u:

$$v_u = \frac{U_O}{U_{I+} - U_{I-}}; \tag{1}$$

$$v_u = \frac{U_O}{U_{I+}}, \quad \text{wenn } U_{I-} = 0\ V; \tag{2}$$

$$v_u = -\frac{U_O}{U_{I-}}, \quad \text{wenn } U_{I+} = 0\ V. \tag{3}$$

In der Praxis werden Werte von $v_u = 10^3 \ldots 10^6$ erreicht. Ein typischer Wert liegt bei $v_u = 5 \cdot 10^4$.

● Transitfrequenz f_T und Bandbreite B

Die Verstärkung eines idealen Operationsverstärkers sollte innerhalb des gesamten Frequenzbereichs von Gleichspannung

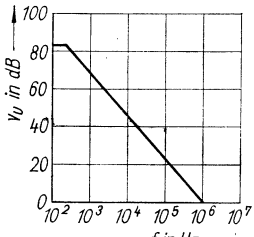


Bild 1.4
Typischer Frequenzgang eines universellen Operationsverstärkers

(f = 0 Hz) bis zu $f \to \infty$ unendlich groß sein. Diese Forderung ist in der Praxis nicht realisierbar.

Bild 1.4 zeigt den typischen Frequenzgang eines universellen Operationsverstärkers. Die Großsignalverstärkung hängt nur bei sehr niedrigen Frequenzen nicht von der Frequenz der Signalspannung ab. Oberhalb der Grenzfrequenz f_g, bei der die Verstärkung um 3 dB abgesunken ist, sinkt die Verstärkung nach höheren Frequenzen hin gleichmäßig um 20 dB/Frequenzdekade ab. Dabei beträgt die zusätzliche, vom Verstärker verursachte Phasendrehung bei der Frequenz f_g $\varphi = 45°$. Im Bereich der abfallenden Flanke des Frequenzganges dreht der Verstärker die Phase konstant um $\varphi = 90°$. Die Frequenz, bei der $v_u = 1$ ist, wird als *Transitfrequenz* f_T bezeichnet. Sie liegt bei vielen Operationsverstärkern im Bereich $f_T = 1$ MHz ... 5 MHz. Die untere Grenzfrequenz eines Operationsverstärkers ist Null. Deshalb ist der Wert für f_T identisch mit der *Bandbreite* B des Operationsverstärkers.

● Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung $\Delta U_O/\Delta t$

Eine sehr wesentliche Kenngröße eines Operationsverstärkers ist die maximale *Spannungsanstiegsgeschwindigkeit* seiner Ausgangsspannung bei großen Ausgangsspannungsamplituden. Der Quotient $\Delta U_O/\Delta t$ gibt an, um wieviel Volt sich die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers je Mikrosekunde maximal ändern kann. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit hat einen erheblichen Einfluß auf die Ausgangsaussteuerungsfähigkeit der Operationsverstärker bei hohen Signalfrequenzen. Typische Werte liegen bei $\Delta U_O/\Delta t = 0{,}2$ V/μs ... 10 V/μs.

● Ausgangsspitzenspannungen U_{O+} und U_{O-}

Ein Operationsverstärker liefert an seinem Ausgang eine Spannung U_O, die innerhalb des Bereichs $U_{O-} < U_O < U_{O+}$ der Differenzeingangsspannung $U_{ID} = U_{I+} - U_{I-}$ weitgehend proportional ist. Der genannte Bereich wird als *Ausgangsaussteuerungsbereich* bezeichnet. Die maximalen Werte für U_{O+} und U_{O-} sind abhängig von der Auslegung der Endstufe des Operationsverstärkers, von dessen Speisespannungen und von der Größe des äußeren Lastwiderstands. In den meisten Fällen liegen die maximalen Werte der Ausgangsspitzenspannungen bei Lastwiderständen von $R_L = 2{,}2\ k\Omega \ldots 10\ k\Omega$ etwa 2 V bzw. 1 V unter den entsprechenden positiven bzw. negativen Speisespannungen des Operationsverstärkers.

● Gleichtaktverstärkung v_{GI} und Gleichtaktunterdrückung CMR

Verbindet man die beiden Eingänge eines Operationsverstärkers und steuert ihn dann mit der Gleichtaktspannung U_{IGI} aus, so sollte sich die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers eigentlich nicht ändern, da ja die Differenzeingangsspannung $U_{ID} = 0$ V ist. In der Praxis ändert sich aber bei Gleichtaktaussteuerung die Ausgangsspannung. Bild 1.5 zeigt diese Verhältnisse. Für die *Gleichtaktverstärkung* gilt die Beziehung:

$$v_{GI} = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_{IGI}}. \tag{4}$$

Aus der Kennlinie (Bild 1.5) ersieht man, daß die Gleichtaktverstärkung von der Größe der Gleichtaktspannung abhängig und immer kleiner als die Großsignalspannungsverstärkung ist. In den Datenblättern wird meist der Wert des Verhältnisses aus der Großsignalspannungsverstärkung dividiert durch die Gleichtaktverstärkung angegeben:

$$\mathrm{CMR} = \frac{v_u}{v_{GI}}. \tag{5}$$

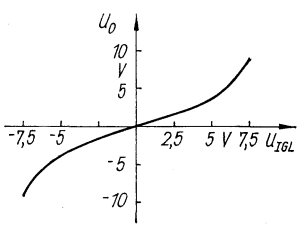


Bild 1.5
Gleichtaktverstärkung eines Operationsverstärkers

Moderne Operationsverstärker erreichen für die *Gleichtaktunterdrückung* CMR Werte zwischen CMR = 10^3 ... 10^5 bzw. CMR = 60 dB ... 100 dB.

● Gleichtakteingangsspannung U_{IGl}

Überschreitet die *Gleichtakteingangsspannung* U_{IGl} den positiven oder negativen Grenzwert, so nimmt die Gleichtaktverstärkung sehr schnell zu. Auch eine Zerstörung der Eingangsstufe des Operationsverstärkers ist möglich. Aus diesem Grund dürfen die maximalen Werte der positiven und negativen Gleichtaktspannung nicht überschritten werden. Welche Gleichtakteingangsspannungen zulässig sind, das hängt von der Auslegung der Eingangsstufe ab. Bei neueren Operationsverstärkern sind die Grenzwerte für die zulässige positive und negative Gleichtakteingangsspannung nahezu identisch mit der entsprechenden Speisespannung.

● Differenzeingangsspannung U_{ID}

Ein weiterer wichtiger Eingangskennwert ist die maximal zulässige *Differenzeingangsspannung* U_{ID} der Operationsverstärkereingangsstufe. Verbindet man z. B. den Eingang E_+ des Operationsverstärkers (Bild 1.1) mit dem Massepotential und legt an den Eingang E_- eine positive Spannung, so darf diese nur so weit ansteigen, daß die maximale Basis-Emitter-Sperrspannung des Transistors T2 nicht überschritten wird. Bei positiver Spannung an der Basis von T1 liegt die Emitterspannung der beiden Transistoren T1 und T2 um etwa 0,6 V unter der positiven Basisspannung von T1. Die Basis-Emitter-Diode des Transistors T2 wird also in Sperrichtung beansprucht. Die typischen Basis-Emitter-Sperrspannungen von Silizium-Planartransistoren liegen bei $U_{EBO} = 5$ V, so daß oft die zulässige Differenzeingangsspannung $U_{ID} = \pm 5$ V beträgt.

Viele Operationsverstärker haben als Eingangstransistoren Oberflächen- oder Lateral-pnp-Transistoren. Bei der Herstellung dieser Transistoren wird die Basisdiffusion des normalen npn-Prozesses als Emitter benutzt, und eine zweite Basisdiffusion, die den Emitter umschließt, erzeugt den Kollektor. Transistoren dieses Typs haben nur eine Stromverstärkung von 5 bis 20, aber eine 3- bis 5mal größere Basis-Emitter-Sperrspannung als normale pnp-Silizium-Planartransistoren. Operationsverstärker mit solchen Oberflächentransistoren in der Eingangsstufe weisen deshalb

zulässige Eingangsdifferenzspannungen von $U_{ID} = \pm 10\ V \ldots \pm 30\ V$ auf.

● Eingangsoffsetspannung U_{IO}

Bei dem idealen Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung dann gleich Null, wenn die Differenzeingangsspannung Null ist. Der reale Operationsverstärker kann auf Grund von Bauelementetoleranzen diese Bedingung nicht erfüllen. Damit der Ausgang die Spannung $U_O = 0\ V$ führt, muß zwischen den beiden Eingängen die *Offsetspannung* U_{IO} liegen:

$$U_{IO} = U_{I+} - U_{I-} \text{ für } U_O = 0\ V\,. \tag{6}$$

Die erforderliche Offsetspannung ist meist sehr klein. Sie liegt bei vielen Operationsverstärkern in der Größenordnung von $U_{IO} = 1\ mV \ldots 10\ mV$. Wesentlich ist, daß Operationsverstärker mit SFET- oder MOSFET-Eingangsstufen oft eine um den Faktor 10 größere Eingangsoffsetspannung aufweisen. Die Offsetspannung stört bei vielen praktischen Anwendungen nicht oder kann nötigenfalls mit wenigen externen Bauelementen leicht kompensiert werden. Manche Operationsverstärker verfügen über spezielle Anschlüsse, an die sich ein Potentiometer zur Kompensation der Offsetspannung anschließen läßt. Solche Verstärker werden als Operationsverstärker mit interner Offsetspannungskompensation bezeichnet, obwohl die eigentliche Kompensation mit dem externen Potentiometer vorgenommen wird. Nach der Kompensation der Offsetspannung wirkt auf die Ausgangsspannung nur noch die Offsetspannungsdrift und die meist allerdings nur geringe Abhängigkeit der Offsetspannung von den Speisespannungen. Die Offsetspannungsdrift enthält die Langzeitdrift der Offsetspannung und ihre Temperaturkoeffizienten. Die Langzeitdrift liegt in dem Bereich $U_{IO}/\text{Tag} = 10\ \mu V/\text{Tag} \ldots 1\ mV/\text{Tag}$, und der Amateur braucht sie bei seinen Anwendungen oft nicht zu berücksichtigen. Der Temperaturkoeffizient der Offsetspannung hat dagegen bei Gleichspannungsverstärkern einen erheblichen Einfluß auf die Stabilität und Genauigkeit der Schaltung. Typische Werte des Temperaturkoeffizienten der Offsetspannung liegen im Bereich $\Delta U_{IO}/\vartheta_a = 1\ \mu V/K \ldots 100\ \mu V/K$.

● Eingangsruhestrom I_I

Die Eingangstransistoren eines Operationsverstärkers mit bipola-

ren Transistoren benötigen notwendigerweise einen Basisstrom. Bei der Schaltung gemäß Bild 1.1 fließt also in die Basis von T1 der Strom I_{I-} und in die Basis des Transistors T2 der Strom I_{I+}. Der in den Datenblättern von Operationsverstärkern angegebene *Eingangsruhestrom* ist der Mittelwert aus diesen beiden Strömen:

$$I_I = \frac{I_{I+} + I_{I-}}{2} \quad \text{bei } U_{I+} = U_{I-} = 0\,\text{V}. \tag{7}$$

Da der Eingangsruhestrom bei manchen Anwendungen, z. B. Gleichspannungsverstärkern mit großem Eingangswiderstand, sehr stört, versuchen die Hersteller, diesen Wert möglichst niedrig zu halten. Charakteristisch sind bei Operationsverstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren Eingangsruheströme von $I_I = 50\,\text{nA} \ldots 1{,}5\,\mu\text{A}$. Es sind aber auch Operationsverstärker bekannt, die Eingangsruheströme von $I_I = 1{,}5\,\text{nA}$ aufweisen, obwohl bipolare Transistoren in der Eingangsstufe verwendet werden. Extrem geringe Eingangsruheströme haben Operationsverstärker mit SFET bzw. MOSFET in der Eingangsstufe.

- Eingangsoffsetstrom I_{IO}

Wie schon die Offsetspannung ist auch der Eingangsoffsetstrom eine Differenzgröße. Als *Eingangsoffsetstrom* gilt die Differenz zwischen den Eingangsruheströmen:

$$I_{IO} = I_{I+} - I_{I-} \quad \text{bei } U_{I+} = U_{I-} = 0\,\text{V}. \tag{8}$$

Der Eingangsoffsetstrom ist von der Temperatur abhängig und bei vielen Operationsverstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren etwa eine Größenordnung geringer als der Eingangsruhestrom des betreffenden Verstärkers.

- Differenzeingangswiderstand r_{ID} und Gleichtakteingangswiderstand r_{IGl}

Der *Differenzeingangswiderstand* eines idealen Operationsverstärkers sollte $r_{ID} \to \infty$ sein. Dieser Forderung kann der reale Operationsverstärker mit bipolaren Eingangstransistoren nur näherungsweise genügen. Für den Differenzeingangswiderstand gilt:

$$r_{ID} = \frac{\Delta U_{I+}}{\Delta I_{I+}} \quad \text{bei } U_{I-} = 0\,\text{V}; \tag{9}$$

$$r_{ID} = \frac{\Delta U_{I-}}{\Delta I_{I-}} \quad \text{bei } U_{I+} = 0\,\text{V}. \tag{10}$$

Bei niedrigen Arbeitsfrequenzen liegen die typischen Werte des Differenzeingangswiderstands von Operationsverstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren im Bereich $r_{ID} = 50\,k\Omega \ldots 2\,M\Omega$. Sehr hohe Differenzeingangswiderstände lassen sich mit Operationsverstärkern mit SFET- oder MOSFET-Eingangsstufen erreichen.
Für den *Gleichtakteingangswiderstand* r_{IGl} gilt die Definition:

$$r_{IGl} = \frac{\Delta U_{IGl}}{\Delta I_{IGl}} \qquad \text{mit } U_{IGl} = U_{I+} = U_{I-}, \quad I_{IGl} = I_{I+} + I_{I-}. \tag{11}$$

Der Wert des Gleichtakteingangswiderstands wird in den Datenblättern nur selten angegeben. Als hinreichende Näherung gilt für die meisten Operationsverstärker mit bipolaren Transistoren:

$$r_{IGl} = 100 \cdot r_{ID}. \tag{12}$$

● Ausgangswiderstand r_O

Im Gegensatz zu dem idealen Operationsverstärker mit einem *Ausgangswiderstand* von $r_O \to 0$ haben reale Operationsverstärker einen endlichen Ausgangswiderstand r_O. Viele integrierte Operationsverstärker enthalten als Endstufe einen komplementären Emitterfolger, der einen kleinen Ausgangswiderstand sichert. Es sind aber auch Operationsverstärker bekannt, die einen Transistor in Emitterschaltung als Endstufe aufweisen, so daß der dann erforderliche externe Kollektorwiderstand den Ausgangswiderstand ergibt. Die Ausgangswiderstände von Operationsverstärkern mit komplementärer Gegentaktendstufe haben typische Werte von $r_O = 50\,\Omega \ldots 200\,\Omega$.

● Ausgangskurzschlußdauer t_k

Kein direkter Kennwert, aber trotzdem eine wichtige Größe ist die zulässige *Ausgangskurzschlußdauer* t_k. Die Zeit t_k kennzeichnet die maximale Dauer eines Kurzschlusses des Ausgangs mit dem Massepotential bei gleichzeitiger Aussteuerung. Viele Operationsverstärker, insbesondere Neuentwicklungen, haben spezielle Schutzschaltungen, so daß diese Verstärker dauerkurzschlußfest sind.

Damit sind die wesentlichsten Kenndatenbegriffe zur elektrischen

Beschreibung von Operationsverstärkern genannt. Spezielle Begriffe werden bei ihrer Erwähnung näher erläutert.

1.3. Aufbau und technische Daten des Operationsverstärkers *A 109*

Die Bauelemente *A 109*, *B 109* und *R 109* des *VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)* sind universell einsetzbare monolithisch integrierte Operationsverstärker für einen Frequenzbereich von Gleichspannung bis zu einer Frequenz von etwa 1 MHz. Der Hersteller liefert die beiden erstgenannten Operationsverstärker wahlweise in jeweils 14poligem Keramikgehäuse (Kennzeichen C nach der Typbezeichnung) oder in einem Plastikgehäuse (Kennzeichen D nach der Typbezeichnung). Den Operationsverstärker *R 109* gibt es nur in der Variante D. Die inneren Schaltungen der Typen *A 109*, *B 109* und *R 109* unterscheiden sich nicht, so daß nachstehend nur der Typ *A 109* genannt wird.

Bild 1.6 zeigt von dem Operationsverstärker *A 109* die Innenschaltung, die sich grob in Eingangsstufe (erster Differenzverstärker), Zwischenstufe (zweiter Differenzverstärker) und Endstufe untergliedern läßt. Als Eingangsdifferenzverstärker arbeiten die Transistoren T1 und T2, die ihren Emitterstrom von der Stromquelle mit T11 erhalten. T11 liefert einen Strom von etwa 36 μA, so daß die Kollektorströme von T1 und T2 je etwa 18 μA betragen. Dieser niedrige Wert des Kollektorstroms bewirkt einen geringen Eingangsruhestrom und einen ausreichend hohen Eingangswiderstand des Operationsverstärkers. Die Kollektorwiderstände R1 und R2 des ersten Differenzverstärkers sind — bezogen auf die niedrigen Kollektorströme von T1 und T2 — relativ klein. Die Verstärkung der ersten Stufe kann deshalb nicht sehr groß sein. Um trotzdem möglichst geringe Werte für die Offsetspannung, die Offsetspannungsdrift und eine hohe Spannungsverstärkung zu sichern, muß die zweite Stufe ebenfalls ein Differenzverstärker sein.

Als Zwischenverstärker wirkt aus diesem Grund der temperaturkompensierte Differenzverstärker mit den beiden *Darlington*-Transistoren T3, T5 und T4, T6. Die *Darlington*-Anordnungen sichern eine geringe Belastung des Eingangsdifferenzverstärkers. Eine sehr wirksame Temperaturkompensation der temperatur-

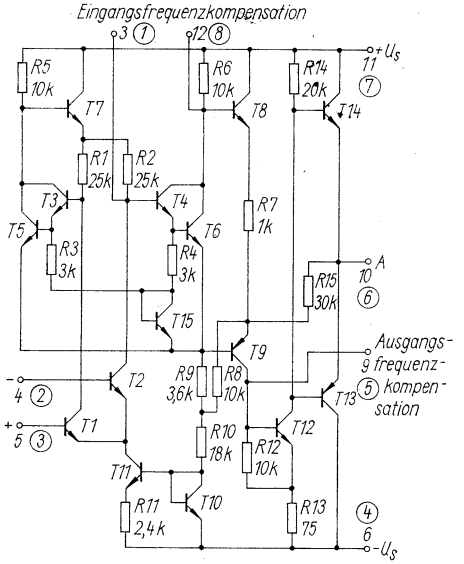


Bild 1.6 Innenschaltung der Operationsverstärker *A 109*, *B 109* und *R 109*

abhängigen Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T5 und T6 ermöglicht der Transistor T15. Diese Kompensation verbessert die durch den symmetrischen Aufbau ohnehin gegebene gute Temperaturstabilität der Zwischenstufe. Zu dieser Baugruppe sind noch die Transistoren T7 und T8 zu rechnen. T7 entlastet den Widerstand R5 von den Kollektorströmen des Eingangsdifferenzverstärkers, während der Emitterfolger mit dem Transistor T8 den zweiten Differenzverstärker mit der Ausgangsstufe koppelt.

Die Ausgangsstufe, die mit dem Widerstand R7 ihren Anfang nimmt, besteht aus den 4 Transistoren T9 und T12 bis T14. Als eigentliche Endstufe arbeiten die Transistoren T13 und T14 im Gegentakt-B-Betrieb in Kollektorschaltung und sorgen für einen geringen Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers. Eine Basisvorspannung für T13 bzw. T14 ist nicht vorhanden. Das sichert, daß jeder der Transistoren T13 oder T14 sperrt, bevor der andere in den leitenden Zustand übergeht. Diese Maßnahme verringert erheblich thermische Instabilitäten bei Überlastungen am

Ausgang (z. B. Kurzschluß) und trägt unter anderem dazu bei, daß der Baustein *A 109* für begrenzte Zeit kurzschlußfest ist. Diese Eigenschaft wird aber vor allem dadurch erreicht, daß die Transistoren T12 bis T14 eine relativ kleine Geometrie aufweisen. Der Injektionswirkungsgrad begrenzt deshalb die Stromverstärkungen dieser Transistoren bei hohen Strömen.

Als Treiberstufe mit hoher Spannungsverstärkung fungiert der Transistor T12. Er erhält seinen Basisstrom von dem pnp-Lateraltransistor T9, der in Basisschaltung arbeitet und eine Pegelverschiebung vom Ausgang des zweiten Differenzverstärkers zur Basis von T12 bewirkt. Die Spannungsverstärkung des Treibertransistors, er arbeitet in Emitterschaltung, ist so groß, daß es genügend Reserve für eine interne Gegenkopplung der Endstufe gibt. Eine solche Gegenkopplung ist sehr erwünscht, weil nur dadurch die wegen der fehlenden Basisvorspannungen für T13 und T14 auftretenden Nichtlinearitäten beim Übergang von einem zum anderen Endstufentransistor hinreichend klein zu halten sind. Die Gegenkopplung erfolgt über R15 zum Emitter des Transistors T9. Die Spannungsverstärkung der Endstufe ist dadurch weitgehend unabhängig von den Eigenschaften der Transistoren T9 und T12 bis T14 und etwa gleich dem Verhältnis der Widerstände R15 zu R7. Soweit zur kurzen Beschreibung der inneren Schaltung des Operationsverstärkers *A 109*.

Die in Bild 1.6 an den Anschlüssen eingetragenen Ziffern beziehen sich auf die Anschlüsse des in Bild 1.7a dargestellten DIL-Gehäuses. Der Operationsverstärker *A 109* wird weltweit mit glei-

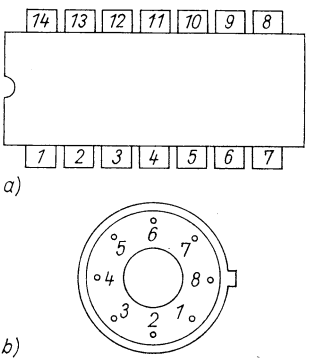


Bild 1.7
DIL-Gehäuse — Draufsicht (a) und TO-99-Gehäuse — Ansicht von unten (b)

Tabelle 1.1. Typbezeichnungen und Hersteller von Operationsverstärkern mit der gleichen Innenschaltung wie der *A 109*

Typbezeichnung	Hersteller
A 109 B 109 R 109	VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)
MAA 501 MAA 502 MAA 503 MAA 504	Tesla Rožnov
К1ЧТ 531	UdSSR
μA 709	Fairchild Semiconductor Corp.
TL 1709 TL 3709	AEG-Telefunken
MIC 709	Intermetall
TOA 1709 TOA 2709 TOA 3709	Transitron Electronic Corp.
MC 1709	Motorola
LM 709	National Semiconductor Corp.
RC 709	Raytheon Company
SN 72709	Texas Instruments Inc.
SF.C 2709	Thomson-CSF
TAA 521 TAA 522	Siemens AG, Valvo GmbH

cher Innenschaltung produziert, wobei oft neben dem DIL-Gehäuse auch das runde Metallgehäuse TO 99 zur Anwendung gelangt. Die in den Kreisen stehenden Ziffern neben den Anschlüssen der Innenschaltung des *A 109* in Bild 1.6 beziehen sich auf das in Bild 1.7b dargestellte TO-99-Gehäuse. An dieser Stelle sei auf Tabelle 1.1. hingewiesen, die die Typenbezeichnungen und Hersteller von Operationsverstärkern nennt, deren Innenschaltungen mit denen der Bausteine *A 109*, *B 109* und *R 109* iden-

tisch sind. Die Daten dieser Verstärker weichen meist nur geringfügig voneinander ab, so daß ein Austausch problemlos ist.
Nach der Funktionsbeschreibung des Bausteins *A 109* folgen jetzt die technischen Daten dieses Operationsverstärkers. Tabelle 1.2. enthält zunächst die Grenzwerte der Bausteine *A 109*, *B 109* und *R 109*. Die angegebenen Extremwerte dürfen unter keinen Umständen überschritten werden, weil sonst mit einer Zerstörung oder Datenänderung zu rechnen ist. In Tabelle 1.3. sind die statischen Kennwerte der Operationsverstärker zusammengefaßt. Weitere Angaben entnimmt man zweckmäßigerweise den Herstellerunterlagen [1], die auch in [2] veröffentlicht sind.
Zur Abrundung der Datenangaben in Tabelle 1.2. und 1.3. sollen die nachstehenden Kennlinien dienen. Der Operationsverstärker kann innerhalb eines relativ großen Versorgungsspannungsbereichs sicher betrieben werden, solange die beiden Speisespannungen nicht erheblich voneinander abweichen. Wie aus Bild 1.8 zu ersehen ist, vergrößert sich die Großsignalspannungsverstärkung mit steigenden Werten der beiden Speisespannungen. Ebenso steigt die erreichbare Ausgangsspitzenspannung entsprechend Bild 1.9 an. Welche maximale Ausgangsspannung sich in Ab-

Tabelle 1.2. Grenzwerte der Operationsverstärker *A 109*, *B 109* und *R 109*

Kennwert		min.	max.	Einheit
Betriebsspannungen				
A 109, B 109	U_{S+}		+ 18	V
	U_{S-}	— 18		V
R 109	U_{S+}		+ 15	V
	U_{S-}	— 15		V
Differenzeingangsspannung				
A 109, B 109, R 109	U_{ID}	— 5	+ 5	V
Gesamtverlustleistung				
A 109, B 109, R 109	P_{tot}		300	mW
Ausgangskurzschlußdauer				
A 109, B 109, R 109	t_k		5	s
Betriebstemperaturbereich				
A 109, R 109	ϑ_a	0	+ 70	°C
B 109	ϑ_a	— 25	+ 85	°C

Tabelle 1.3. Kennwerte der Operationsverstärker *A 109*, *B 109* und *R 109* ($U_{S+} = -U_{S-} = 15$ V, $\vartheta_a = 25$ °C)

Kennwert		min.	typ.	max.	Einheit
Eingangsoffsetspannung					
A 109	U_{IO}		0,52	7,5	mV
B 109	U_{IO}		0,4	5	mV
R 109	U_{IO}		2	20	mV
Eingangsruhestrom					
A 109	I_I		330	1500	nA
B 109	I_I		280	500	nA
Eingangsoffsetstrom					
A 109	I_{IO}		38	500	nA
B 109	I_{IO}		32	200	nA
Ausgangsspitzenspannungen bei $R_L = 2$ kΩ					
A 109, B 109	U_{O+}	10	13,2		V
	$-U_{O-}$	10	13,4		V
R 109	U_{O+}		13		V
	$-U_{O-}$		13		V
Gleichtakteingangsspannung					
A 109, B 109	$\pm U_{IGl}$	8			V
Gleichtaktunterdrückung					
A 109	CMR	65	105		dB
B 109	CMR	70	108,5		dB
R 109	CMR		80		dB
Großsignalspannungsverstärkung bei $R_L = 2$ kΩ					
A 109	v_u	15	31,1		$\cdot 10^3$
B 109	v_u	25	34,2		$\cdot 10^3$
R 109	v_u		30		$\cdot 10^3$
Differenzeingangswiderstand					
A 109	r_{ID}	50	270		kΩ
B 109	r_{ID}	150	270		kΩ
R 109	r_{ID}		100		kΩ
Eigenleistungsaufnahme					
A 109	P_v		72	200	mW
B 109	P_v		71,1	165	mW

hängigkeit vom Lastwiderstand erreichen läßt, demonstriert Bild 1.10. In Bild 1.11 ist schließlich noch die typische Über-

tragungskennlinie des Operationsverstärkers *A 109* dargestellt. Weitere Kennlinien und Kurven findet der Leser in [1] und [2].

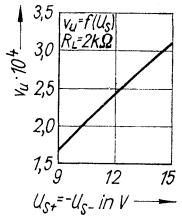


Bild 1.8
Abhängigkeit der Großsignalspannungsverstärkung von den Speisespannungen

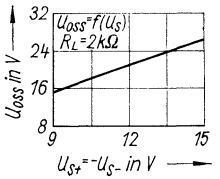


Bild 1.9
Abhängigkeit der Ausgangsspitzespitzespannung von den Speisespannungen

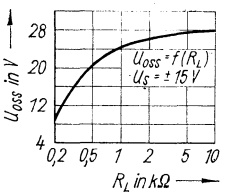


Bild 1.10
Abhängigkeit der Ausgangsspitzespitzespannung vom Lastwiderstand

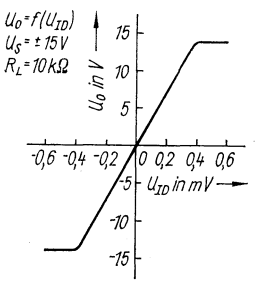


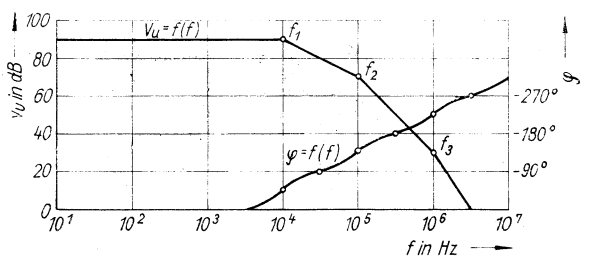
Bild 1.11
Typische Übertragungskennlinie der Operationsverstärker *A 109*, *B 109* und *R 109*

1.4. Frequenzkompensation des Operationsverstärkers *A 109*

Bei der Beschreibung der Innenschaltung des Operationsverstärkers *A 109* wurde auf den Sinn und die Funktion der mit Eingangsfrequenz- und Ausgangsfrequenzkompensation bezeichneten Anschlüsse 3 und 12 bzw. 9 des DIL-Gehäuses nicht eingegangen. Diese Anschlüsse dienen zur *Frequenzkompensation* des Operationsverstärkers. Gegengekoppelte Operationsverstärker können auch bei nur ohmscher Gegenkopplung auf Grund von Phasendrehungen des Verstärkers zur Selbsterregung neigen. Ursache dieser unerwünschten Eigenschaft sind Schalt- und Transistorkapazitäten. Diese bilden zusammen mit den Schaltungswiderständen Tiefpässe, die den Frequenz- und den Phasengang der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers stark beeinflussen.

Jede Gegenkopplung führt das Ausgangssignal des Verstärkers über ein Gegenkopplungsnetzwerk auf den invertierenden Eingang des Verstärkers zurück. Bei tiefen Frequenzen besteht zwischen dem invertierenden Eingang und dem Ausgang eine Phasendrehung von $\varphi = 180°$. Bild 1.12 zeigt den typischen Frequenz- und Phasengang der Leerlaufspannungsverstärkung eines Operationsverstärkers ohne Frequenzkompensation. Man erkennt, daß oberhalb der Frequenz f_1, hier beginnt der Tiefpaß mit der niedrigsten Grenzfrequenz zu wirken, die Leerlaufspannungsverstärkung um 20 dB/Frequenzdekade abfällt. Gleichzeitig verringert sich die Phasenverschiebung zwischen dem Signal am

Bild 1.12 Typischer Frequenz- und Phasengang eines Operationsverstärkers ohne Frequenzkompensation



invertierenden Eingang und dem Ausgang des Verstärkers um $\varphi = -90°$ auf $\varphi = 90°$. Oberhalb der Frequenz f_2 beginnt die Wirkung des zweiten Tiefpasses, die Verstärkung verringert sich um 40 dB/Frequenzdekade, und die negative Phasendrehung durch die jetzt beide wirksamen Tiefpässe erreicht $\varphi = -180°$. Die Phasendrehung zwischen dem invertierenden Eingang und dem Ausgang erreicht aus diesem Grunde $\varphi = 0°$. Die Gegenkopplung wirkt deshalb oberhalb von f_2 wie eine Rückkopplung, und die Anordnung schwingt, wenn die Amplitudenbedingung $k \cdot v_u = 1$, wobei k die Abschwächung des meist als Spannungsteiler wirkenden Gegenkopplungsnetzwerkes ist, erfüllt wird.

Den bisherigen Ausführungen entnimmt man, daß ein gegengekoppelter Verstärker nur dann stabil arbeitet, wenn gesichert ist, daß die Leerlaufspannungsverstärkung bei der Frequenz, bei der die Tiefpässe des Operationsverstärkers eine Phasendrehung von $\varphi = -180°$ verursachen, kleiner ist als 1/k bzw. als die Verstärkung $v_{ú}$ des Operationsverstärkers mit Gegenkopplung. Eine stärkere Gegenkopplung und damit Verringerung der Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung läßt sich nur erreichen, wenn die Leerlaufverstärkung an der Stelle, an der die zusätzliche Phasenverschiebung $\varphi = -180°$ beträgt, entsprechend erniedrigt wird.

In vielen Schaltungen bewirkt das zur Gegenkopplung benutzte Netzwerk selbst eine zusätzliche negative Phasendrehung. In diesen Fällen müssen die frequenzabhängigen Phasenverschiebungen des Verstärkers entsprechend unter $\varphi = -180°$ bleiben, solange die Leerlaufverstärkung größer ist als die Verstärkung bei Gegenkopplung.

Soweit zur prinzipiellen Notwendigkeit der Frequenzkompensation von gegengekoppelten Operationsverstärkern. Eine ausführliche Arbeit zu dieser Problematik findet der Leser in [3]. Dort werden am Beispiel des *A 109* sehr ausführlich die Gründe und Wirkungsweisen von Frequenzkompensationsgliedern angegeben, so daß aus Platzgründen nicht weiter darauf eingegangen wird. Die Erfahrungen des Autors haben gezeigt, daß der Amateur immer gut beraten ist, wenn er sich bei seinen Arbeiten zunächst an die von dem Hersteller des Operationsverstärkers empfohlenen Standardkompensationsglieder hält. Sollten in speziellen Fällen damit nicht die erhofften Eigenschaften gesichert werden können, so findet der Leser in der Literatur [4] bis [6] genügend Hinweise

auf Möglichkeiten zur modifizierten Frequenzkompensation des Operationsverstärkers *A 109*.

Zweck der beiden Frequenzkompensationsglieder ist es also, den Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung in der Weise festzulegen, daß der Operationsverstärker *A 109* bei dem vorgesehenen Gegenkopplungsgrad bzw. der gewünschten Spannungsverstärkung mit maximaler Bandbreite ohne Schwingneigung arbeitet. Diese Aufgabe erfüllen zwei Korrekturglieder, die entsprechend Bild 1.13 an den Operationsverstärker angeschlossen sind. Man unterscheidet die Eingangsfrequenzkompensation, die eine Frequenzgangkorrektur der zweiten Differenzverstärkerstufe bewirkt und aus der Reihenschaltung des Kondensators C_{K1} und des Widerstands R_{K1} besteht. Die zweite Korrektur wird in der Ausgangsstufe des Operationsverstärkers vorgenommen. Hier ist nur der Kondensator C_{K2} erforderlich. Bei manchen Anwendungen, immer aber bei kapazitiven Lasten, ist der in Bild 1.13 eingetragene Widerstand R1 nützlich, der eine mögliche Schwingneigung während der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung unterbinden soll.

Welche Werte müssen nun die zur Kompensation benutzten Bauelemente aufweisen? Zunächst ist es wichtig, daß der Operationsverstärker auch beim Betrieb mit offener Verstärkung, also ohne Gegenkopplung, eine Frequenzkompensation erfordert. Der Grund dafür besteht einmal in der hohen Leerlaufverstärkung des Bauelements und zum anderen in der internen Gegenkopplung der Operationsverstärker-Endstufe. Nötig sind für diese minimale Frequenzkompensation $C_{K1} = 10$ pF und $C_{K2} = 3$ pF. Der Widerstand R_{K1} ist nicht erforderlich und wird durch einen Kurzschluß ersetzt. Benutzt man den *A 109* als gegengekoppelten Verstärker, so sind die erforderlichen Werte der Bauelemente C_{K1}, R_{K1} und

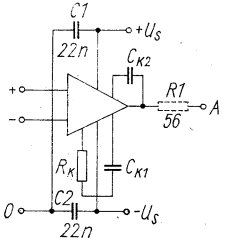


Bild 1.13
Anschluß der Frequenzkompensationsglieder

$\lvert v_g \rvert$ [dB]	C_{K1} [pF]	R_{K1} [kΩ]	C_{K2} [pF]	
60	10	0	3	K_1
50	27	1,5	3	K_2
40	100	1,5	3	K_3
30	270	1,5	10	K_4
20	470	1,5	22	K_5
10	2700	1,5	100	K_6
0	4700	1,5	220	K_7

Tabelle 1.4.
Abhängigkeit der Werte für C_{K1}, R_{K1} und C_{K2} von v'_u

C_{K2} aus Tabelle 1.4. zu ersehen. Ein Spannungsverstärker mit einer Verstärkung im gegengekoppelten Fall von $v'_u = 10 \triangleq 20\,dB$ erfordert also $C_{K1} = 470$ pF, $R_{K1} = 1{,}5$ kΩ und $C_{K2} = 22$ pF. Hat die einzustellende Verstärkung einen Wert, der nicht in Tabelle 1.4. genannt ist, so wählt man die Kompensation der nächstniedrigen Verstärkung, oder man ermittelt die Werte der Kondensatoren C_{K1} und C_{K2} mit den beiden nachstehenden Näherungsformeln:

$$C_{K1} = \frac{5\,nF}{|v'_u|}, \tag{13}$$

$$C_{K2} = 0{,}04 \cdot C_{K1}. \tag{14}$$

Diese beiden zugeschnittenen Größengleichungen [7] gelten für einen Widerstand von $R_{K1} = 1{,}5$ kΩ. In Tabelle 1.4. wurden die dort angegebenen Kompensationsmöglichkeiten mit K_1 bis K_7 benannt. In den weiter unten folgenden Schaltbeispielen konnte deshalb auf die zeichnerische Darstellung der Kompensationselemente verzichtet werden. Die notwendige Variante von K_1 bis K_7 wurde im Stromlaufplan jeweils vermerkt.

Die Kompensationselemente beeinflussen stark den Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers. Bild 1.14 zeigt für drei Kompensationsglieder den resultierenden Frequenzgang von v_u des *A 109*. Man ersieht aus diesem Bild, daß z. B. bei der Kompensation nach K_7 die Leerlaufverstärkung des *A 109* bei der Frequenz $f = 100$ kHz nur noch $v_u = 10$ beträgt. Deshalb kann, wenn der Verstärkungsfaktor mit der äußeren Gegenkopplung auf $v'_u = 1$ eingestellt worden ist, bei $f = 100$ kHz nicht mit der Genauigkeit von v'_u gerechnet werden, die z. B. bei $f = 100$ Hz erreichbar ist.

Sehr starken Einfluß hat die Frequenzkompensation auf die Groß-

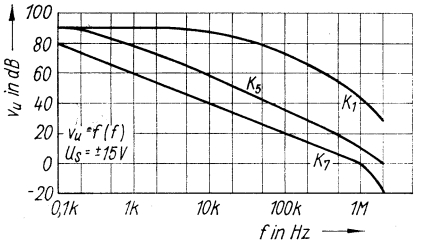


Bild 1.14
Abhängigkeit der Großsignalspannungsverstärkung von der Frequenz

signalbandbreite des Operationsverstärkers *A 109*. Bild 1.15 zeigt für drei ausgewählte Kompensationsmöglichkeiten die Abhängigkeit der maximal unverzerrt abgegebenen Ausgangsspitzespitzespannung von der Frequenz der Signalspannung. Besonders kraß sind die Verhältnisse bei der Kompensationsvariante K_7. In diesem Fall läßt sich nur bis Frequenzen knapp oberhalb von f = 2 kHz voll aussteuern. Oberhalb dieser Grenze muß mit einer verringerten Ausgangsaussteuerungsfähigkeit des Operationsverstärkers gerechnet werden. Diese Tatsache schränkt oft die Anwendungsmöglichkeiten des Operationsverstärkers schon im NF-Gebiet erheblich ein, so daß immer wieder nach Möglichkeiten gesucht wurde und wird, mit speziellen Kompensationsvarianten eine hohe Stabilität bei gleichzeitig großer Großsignalbandbreite zu sichern [8] und [9].

Dieser Abschnitt soll mit dem Hinweis abgeschlossen werden, daß der Amateur gerade bei der Frequenzkompensation oft seine speziellen Möglichkeiten beim Einzelaufbau von Schaltungen nutzen kann. Die Hersteller haben in ihren Vorschriften für die Dimensionierung der Kompensationsglieder gewisse Reserven bzw. Sicherheiten gegen Exemplarstreuungen eingeplant. Bei der industriellen Fertigung von Geräten lassen sich solche Reserven

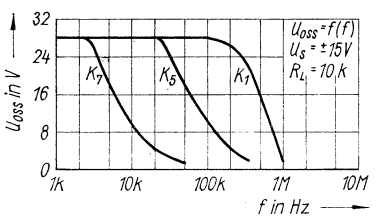


Bild 1.15
Abhängigkeit der maximal abgegebenen unverzerrten Ausgangsspitzespitzespannung bei drei unterschiedlichen Frequenzkompensationen

nicht ausschöpfen. Der Amateur kann sich aber oft durch sinnvolles und methodisches Verringern der Kompensationskapazitäten bis an die Grenze der möglichen Verkleinerung herantasten.

1.5. Allgemeine Anwendungshinweise für den Operationsverstärker *A 109*

Die Operationsverstärker befinden sich in einem 14poligen DIL-Gehäuse und sind für den Einbau in Leiterplatten vorgesehen. Die Lötdauer darf den Grenzwert von 3 s bei einer maximalen Löttemperatur von 300 °C nicht überschreiten. Für die Löttemperatur von 230 °C ist eine maximale Lötdauer von 10 s erlaubt. Beim Einbau der Schaltkreise sind Zug- und Druckkräfte während des Einbauvorgangs in Richtung der Anschlüsse zulässig, wenn die Kräfte den Wert 500 p für das gesamte Bauelement sowie für jeden Anschluß nicht überschreiten. Dauernd einwirkende Zug- oder Druckkräfte sind unzulässig. Beim Einbau darf der Winkel der Anschlüsse nur so verändert werden, daß dieser innerhalb des Bereichs $\alpha = 90° \ldots 96°$ liegt. Weitere Verbiegungen und insbesondere Torsionen sind verboten. Die Schaltkreise dürfen bis zur Aufsetzkante eingesteckt werden. Ein Einbau der Operationsverstärker in der Nähe von stark wärmeerzeugenden Bauelementen ist möglichst zu vermeiden.
Operationsverstärker benötigen im allgemeinen zwei gegen Masse symmetrische Speisespannungen. Unabhängig von der Art der Stromversorgung muß dafür Sorge getragen werden, daß weder beim Einschalten noch beim Ausschalten der Stromversorgungseinheit Überspannungen auftreten. Ebenso ist auch ein nur kurzzeitiges Umpolen der Speisespannung unzulässig, da das zur sofortigen Zerstörung des Operationsverstärkers führen kann. Operationsverstärker haben meist eine sehr hohe Leerlaufverstärkung, die oft Ursache für eine unstabile Arbeitsweise der gesamten Schaltung ist, wenn die Stromversorgungsteile zu große Ausgangsimpedanzen aufweisen. In solchen Fällen kann es zu einer positiven Rückkopplung vom Ausgang auf den Eingang des Operationsverstärkers kommen, wobei der Weg dieser Rückkopplung über die zu hohen Impedanzen der Stromversorgungsteile führt. Weitgehend unterbinden lassen sich solche unangenehmen Effekte, wenn die beiden Speisespannungen in unmittelbarer Nähe des

Operationsverstärkers nach Masse mit Kondensatoren abgeblockt werden. Geeignet dafür sind Keramikkondensatoren (Werte zwischen 10 nF und 100 nF) und Tantalkondensatoren (Werte zwischen 0,47 μF und 2,2 μF) mit Sinterelektroden. Normale Elektrolytkondensatoren können für diese Maßnahmen nicht benutzt werden, weil sie besonders bei hohen Frequenzen nicht wirken. Befinden sich mehrere Operationsverstärker auf einer Leiterplatte, so sollte man die eben beschriebenen Maßnahmen für jeden Operationsverstärker getrennt vornehmen und zusätzlich direkt am Steck- bzw. Lötverbinder einen Elektrolytkondensator für jede Speisespannung einbauen.

Gut eignen sich für die Stromversorgung von Operationsverstärkern elektronisch stabilisierte Netzteile mit geringem Ausgangswiderstand. Solche Stromversorgungsteile sind aber bei einfachen Schaltungen, die nur wenige Operationsverstärker enthalten, oft zu aufwendig. Deshalb werden oft Z-Dioden-Stabilisierungsteile verwendet. In diesem Fall und bei dem grundsätzlich auch möglichen direkten Betrieb aus Batterien sind aber die oben angegebenen Maßnahmen zur Abblockung der Speisespannungen unbedingt vorzusehen.

Den technischen Daten in Abschnitt 1.3. entnimmt man, daß die maximal zulässige Gleichtakteingangsspannung bei den Operationsverstärkern *A 109* und *B 109* $U_{IGl} = \pm 8$ V beträgt, wenn die Bauelemente mit Speisespannungen von $U_{S+} = -U_{S-} = 15$ V betrieben werden. Die Grenzen für die Gleichtaktspannung ergeben sich in negativer Richtung durch die Sättigung der Konstantstromquelle des Eingangsdifferenzverstärkers und in positiver Richtung durch die Sättigung der beiden Verstärkertransistoren des Eingangsdifferenzverstärkers. Die Überschreitung der Grenzen der Gleichtakteingangsspannung kann zur Zerstörung des Bauelements führen, weil bei zu großer positiver Gleichtakteingangsspannung die Eingangsströme stark ansteigen oder bei Überschreitung des negativen Grenzwerts die Basis-Emitter-Dioden der Eingangstransistoren durchbrechen. Besonders unangenehm wirkt sich in einigen Fällen die Sättigung der Eingangstransistoren auch dann aus, wenn der Eingangsstrom begrenzt und damit eine Zerstörung des Verstärkers verhindert wird. Die Sättigung der Eingangstransistoren hebt deren Phasendrehung auf, so daß die Eingänge des Operationsverstärkers phasenmäßig direkt mit den Eingängen des zweiten Differenzverstärkers ver-

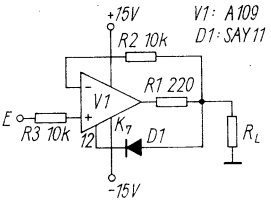
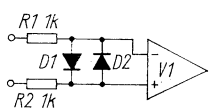


Bild 1.16
Spannungsfolger mit Schutzbeschaltung

bunden erscheinen. Eine externe Gegenkopplung wirkt dann wie eine positive Rückkopplung, und es kommt zu einer Übersteuerung, wenn das Gegenkopplungsnetzwerk den Sättigungseingangsstrom liefern kann. Die Schaltung „hakt" sich dann in diesem Zustand fest und läßt sich nur durch externe Eingriffe wieder in ihre normale Funktionsweise zurückversetzen. Besonders anfällig ist in dieser Hinsicht der Spannungsfolger entsprechend Bild 1.16, dessen Funktion in Abschnitt 1.6. noch näher erläutert wird. Hier sei nur auf die Funktion der externen Diode D1 hingewiesen, die den Ausgang des Operationsverstärkers mit der Basis des Transistors T4 verbindet (s. Bild 1.6). Die Diode D1 verhindert dadurch eine Sättigung des Eingangstransistors T1 und unterbindet deshalb den oben angegebenen Effekt, der auch als „latch-up" bezeichnet wird.

Die zulässige Differenzeingangsspannung beträgt bei den Operationsverstärkern *A 109*, *B 109* und *R 109* $U_{ID} = \pm 5$ V. Dieser Wert darf unter keinen Umständen überschritten werden, weil sonst die Basis-Emitter-Diode von T1 oder T2 (s. Bild 1.6) durchbricht. Der Eingangsstrom kann dabei auf Werte von größer als 50 mA ansteigen, die eine Zerstörung des betroffenen Transistors bewirken. In vielen praktischen Schaltungen ist ein großer Bereich der Differenzeingangsspannung nicht erforderlich, so daß die Schutzschaltung entsprechend Bild 1.17 möglich ist. Die Dioden D1 und D2 begrenzen die Differenzeingangsspannung auf maximal $U_{ID} = \pm 0{,}7$ V. Erfordert die praktische Schaltung



V1 : A109
D1,D2 : SAY 32

Bild 1.17
Begrenzung von Eingangsspannungen

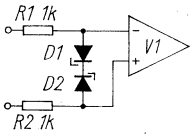


Bild 1.18
Begrenzung von Eingangsspannungen

den vollen Bereich der Differenzeingangsspannung, so ist ein Schutz mit Z-Dioden möglich. Bild 1.18 zeigt die Schaltung, bei der D1 oder D2 je nach Polarität der Überspannung wirken. Die Operationsverstärker *A 109*, *B 109* und *R 109* sind für eine maximale Zeit von $t_K = 5$ s gegen Kurzschluß des Ausgangs mit dem Massepotential gesichert. Wünscht man einen Schutz gegenüber Dauerkurzschluß, so läßt sich das entsprechend Bild 1.16 durchführen. Der Widerstand R1 liegt zwischen dem Ausgang des Verstärkers und dem Lastwiderstand R_L. Nachteilig ist, daß sich der nutzbare Ausgangsspannungshub wegen R1 verringert. Die Eigenschaften der gegengekoppelten Schaltung ändern sich sonst praktisch nicht, weil das Gegenkopplungsnetzwerk nach dem Widerstand R1 angeschlossen wird.

1.6. Der Operationsverstärker als invertierender und nichtinvertierender Spannungsverstärker und Methoden zur Kompensation der Offsetspannung

Dieser Abschnitt behandelt kurz die beiden fundamentalen Grundschaltungen eines Operationsverstärkers, wenn dieser als Spannungsverstärker arbeitet. Anschließend folgt eine Darstellung der Möglichkeiten zur Kompensation der Offsetspannung.

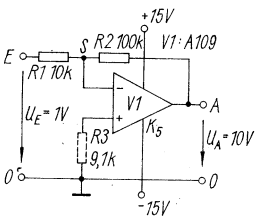


Bild 1.19
Grundschaltung des invertierenden Spannungsverstärkers

In Bild 1.19 ist die Grundschaltung eines invertierenden Spannungsverstärkers dargestellt. Legt man an den Eingang dieses Verstärkers z. B. eine positive Spannung, so springt im ersten Moment die Spannung am Summationspunkt S ebenfalls auf positive Werte, weil die Ausgangsspannung zunächst noch Null ist. Der Operationsverstärker verstärkt die Eingangsspannung, und die Spannung steigt am Ausgang von V1 so lange in negativer Richtung an, bis die Spannung am Summationspunkt praktisch Null ist. Die Ausgangsspannung des Verstärkers wirkt also dessen Eingangsspannung entgegen, und es stellt sich unter der Voraussetzung, daß der Operationsverstärker nicht übersteuert wird, ein Gleichgewichtszustand ein. Mit den in Bild 1.19 eingetragenen Widerstandswerten ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $v'_u = 10$ für die gegengekoppelte Schaltung. Unter Zuhilfenahme der ebenfalls eingetragenen Eingangsspannung $U_E = 1$ V, der Ausgangsspannung $U_A = 10$ V, des Differenzeingangswiderstands $r_{ID} = 50$ kΩ und der angenommenen Leerlaufspannungsverstärkung $v_u = 25 \cdot 10^3$ des Operationsverstärkers sollen jetzt die im Gleichgewichtszustand wirkende Eingangsspannung U_I von V1 und der aus dem Eingangssignal resultierende Eingangsstrom i_I in den Operationsverstärker berechnet werden. Für die Eingangsspannung ergibt sich mit Gl. (3):

$$U_I = -\frac{U_A}{v_u} = \frac{10\ \text{V}}{25 \cdot 10^3} = 0{,}4\ \text{mV}\,.$$

Diese Spannung ist im Verhältnis zur Ein- bzw. Ausgangsspannung sehr klein und kann deshalb vernachlässigt werden. Den aus dem Eingangssignal resultierenden Eingangsstrom i_I erhält man mit:

$$i_I = \frac{U_I}{r_{ID}} = \frac{4 \cdot 10^{-4}\ \text{V}}{50 \cdot 10^3\ \Omega} = 8\ \text{nA}\,.$$

Durch R1 fließt der Strom I_{R1}:

$$I_{R1} = \frac{U_E}{R1} = \frac{1\ \text{V}}{10 \cdot 10^3\ \Omega} = 0{,}1\ \text{mA}\,.$$

Ein Vergleich des durch R1 fließenden Stromes mit dem Eingangsstrom des Operationsverstärkers zeigt, daß letzterer vernachlässigbar klein ist. Damit ergeben sich für die Berechnung des Verstärkers nach Bild 1.19 zwei sehr wesentliche Vereinfachun-

gen. Es kann nämlich jetzt davon ausgegangen werden, daß sowohl die Spannung am Summationspunkt als auch der Eingangsstrom des Operationsverstärkers näherungsweise Null sind. Entsprechend dem *Kirchhoff*schen Gesetz ist die Summe der in den Knotenpunkt S fließenden Ströme gleich Null. Es gilt deshalb:

$$I_{R1} + I_{R2} = 0 . \tag{15}$$

Unter Berücksichtigung der getroffenen Vernachlässigungen folgt:

$$\frac{U_E}{R1} + \frac{U_A}{R2} = 0 ;$$

$$\frac{U_A}{U_E} = v_u' = -\frac{R2}{R1} . \tag{16}$$

Die sich einstellende Spannungsverstärkung v_u' des gegengekoppelten Operationsverstärkers ist also gleich dem Verhältnis der Widerstände R2/R1 und kann deshalb mit großer Genauigkeit realisiert werden, wenn die Verstärkung v_u von V1 hinreichend groß ist. Das negative Vorzeichen in der Gleichung (16) weist auf die Phasendrehung des invertierenden Spannungsverstärkers hin. Welchen Einfluß die Leerlaufspannungsverstärkung auf die Genauigkeit der mit R1 und R2 eingestellten Verstärkung v_u' hat, entnimmt man der folgenden Gleichung, die die endliche Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers berücksichtigt:

$$v_u' = -\frac{R2}{R1} \cdot \left(1 - \frac{1}{v_u} - \frac{R2}{R1 \cdot v_u}\right) . \tag{17}$$

Für das Verstärkerbeispiel nach Bild 1.19 wurden nun die sich ergebenden Verstärkungen v_u' bei unterschiedlichen v_u berechnet. Tabelle 1.5. enthält die Ergebnisse, die beweisen, daß mit zunehmender Leerlaufspannungsverstärkung die Genauigkeit der Verstärkung v_u' nur noch von den Toleranzen der Widerstände R1 und R2 abhängt.

Das Verhältnis der Leerlaufspannungsverstärkung v_u zur Verstärkung v_u' im gegengekoppelten Fall bezeichnet man als die Schleifenverstärkung g:

$$g = \frac{v_u}{v_u'} . \tag{18}$$

Das Verhältnis g ist eine sehr bedeutsame Größe für die Charak-

v_u	v'_u
10^3	9,89
10^4	9,989
10^5	9,9989
∞	10

Tabelle 1.5.
Abhängigkeit der Spannungsverstärkung v'_u von der Leerlaufspannungsverstärkung v_u bei der Schaltung nach Bild 1.19

terisierung eines gegengekoppelten Operationsverstärkers, weil die Gegenkopplung nicht nur die erforderliche Spannungsverstärkung einstellt, sondern auch einige weitere Daten des Verstärkers erheblich verbessert. Das gilt insbesondere für die Bandbreite B, den Ausgangswiderstand r_O und den Klirrfaktor K. Für die gegengekoppelte Schaltung gelten für B', r'_o und K' die Näherungen:

$$B' = g \cdot B \; ; \tag{19}$$

$$r'_O = \frac{r_O}{g} \; ; \tag{20}$$

$$K' = \frac{K}{g} \, . \tag{21}$$

Der Eingangswiderstand des invertierenden Spannungsverstärkers entsprechend Bild 1.19 ist relativ niederohmig und in erster Näherung gleich dem Wert des Widerstands R1.
Den Nachteil eines relativ geringen Eingangswiderstands hat der nichtinvertierende Spannungsverstärker, dessen Grundschaltung Bild 1.20 darstellt, nicht. Diese Schaltung weist einen sehr hohen Eingangswiderstand auf, der in der Praxis einige Megaohm betragen kann. Legt man an den Eingang dieses Verstärkers eine z. B. positive Spannung, so ist im ersten Moment die Differenzeingangsspannung von V1 groß, und sie verursacht ein Ansteigen der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers in positiver

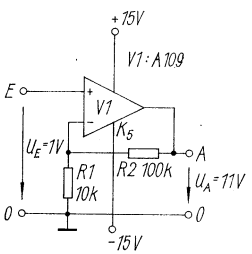


Bild 1.20
Grundschaltung des nichtinvertierenden Spannungsverstärkers

Richtung. Mit zunehmender Ausgangsspannung steigt auch die Spannung über R1, und die Differenzeingangsspannung verringert sich bei hoher Leerlaufspannungsverstärkung von V1 so lange, bis sie gegenüber der Eingangsspannung zu vernachlässigen ist. In diesem Gleichgewichtszustand hat die Spannung über R1 praktisch den Wert der Eingangsspannung; es gilt:

$$U_E = \frac{R1 \cdot U_A}{R1 + R2} \,. \tag{22}$$

Damit ergibt sich für die Spannungsverstärkung der gegengekoppelten Schaltung nach Bild 1.20:

$$\frac{U_A}{U_E} = v_u' = 1 + \frac{R2}{R1} \,. \tag{23}$$

Trifft die Voraussetzung einer hohen Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers nicht zu, dann muß mit der nachstehenden Gleichung gerechnet werden:

$$v_u' = \frac{R1 + R2}{R1} \cdot \left(1 - \frac{1}{v_u} - \frac{R2}{R1 \cdot v_u}\right) . \tag{24}$$

Tabelle 1.6. nennt die sich einstellenden Verstärkungen v_u' des nichtinvertierenden Spannungsverstärkers nach Bild 1.20 für unterschiedliche Leerlaufspannungsverstärkungen des Operationsverstärkers V1.

Die in Gl. (19) bis Gl. (21) aufgeschriebenen Beziehungen gelten näherungsweise auch für den nichtinvertierenden Verstärker, dessen Eingangswiderstand r_E aber zusätzlich erheblich durch die Wirkung der Gegenkopplung ansteigt. Es ergibt sich für r_E:

$$r_E = \frac{r_{IG1} \cdot r_{ID}}{r_{IG1} + r_{ID}} \cdot g \,. \tag{25}$$

Dieser Eingangswiderstand ist allerdings nur dynamisch wirksam, weil die Gegenkopplung nicht die Eingangsruheströme des Operationsverstärkers verringern kann. Diese Tatsache muß besonders

Tabelle 1.6.
Abhängigkeit der Spannungsverstärkung v_u' von der Leerlaufspannungsverstärkung v_u bei der Schaltung nach Bild 1.20

v_u	v_u'
10^3	10,879
10^4	10,9879
10^5	10,99879
∞	11

bei einer hochohmigen Gleichspannungsquelle beachtet werden, an deren großem Innenwiderstand der Eingangsruhestrom des Operationsverstärkers einen erheblichen Spannungsabfall bewirken kann.

Soweit kurz und zusammengefaßt zu den allerwichtigsten Eigenschaften der beiden Grundschaltungen mit Operationsverstärkern. Weitere ausführliche Hinweise findet der Leser in [10].

Verwendet man Operationsverstärker als Gleichspannungsverstärker, so müssen besondere Maßnahmen zur Kompensation der Offsetspannung dann vorgesehen werden, wenn das zu verstärkende Signal in der gleichen Größenordnung vorliegt wie die Offsetspannung. Weiterhin ist zu beachten, daß auch die Eingangsruheströme des Operationsverstärkers zu einer fehlerhaften Ausgangsspannung führen können. Der letztgenannte Einfluß auf die Ausgangsspannung kann stark geschwächt werden, wenn die gleichstrommäßigen Innenwiderstände der externen Schaltungen, an denen der invertierende und der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers angeschlossen sind, identisch sind. Das hat zur Folge, daß die in der Praxis etwa gleichen Eingangsruheströme des Operationsverstärkers an den identischen Innenwiderständen etwa gleiche Spannungsabfälle erzeugen. Diese wirken wie eine sehr kleine Gleichtaktspannung, die keinen Einfluß auf die Ausgangsspannung hat. Die eben beschriebene Kompensation wurde schon in Bild 1.19 angedeutet. Für diese Verstärkerschaltung ist der Widerstand R3 eigentlich nicht erforderlich und kann entfallen, wenn der nichtinvertierende Eingang direkt an Massepotential liegt. Wünscht man allerdings möglichst geringe Auswirkungen der Eingangsruheströme auf die Verstärkerausgangsspannung, dann dimensioniert man R3 wie folgt:

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}. \tag{26}$$

Einen erheblichen Einfluß auf die Ausgangsspannung übt die Offsetspannung aus. Für die bei einer Eingangsspannung von $U_E = 0$ V- am Ausgang des Operationsverstärkers anliegende Spannung gilt, unabhängig davon, ob ein invertierender oder nichtinvertierender Verstärker nach Bild 1.19 bzw. Bild 1.20 benutzt wird, die Gleichung:

$$U_{AO} = U_{IO} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right). \tag{27}$$

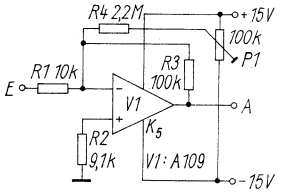


Bild 1.21
Nullpunktkorrektur beim invertierenden Verstärker

Diese Spannung überlagert sich der Ausgangsspannung bei allen Eingangsspannungen. Solange die zu erwartenden Eingangsspannungen groß gegenüber der Offsetspannung sind, stört sie nicht, und ihr Einfluß auf die Ausgangsspannung ist zu vernachlässigen. Bei kleinen Eingangsspannungen sind dagegen Kompensationsmöglichkeiten erforderlich.

Mit dem Potentiometer P1 bei dem invertierenden Verstärker nach Bild 1.21 läßt sich eine Kompensation der Offsetspannung und des Eingangsruhestroms von V1 durchführen. Der Abgleich geschieht bei kurzgeschlossenem Eingang mit P1, mit dem man die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers auf Null einstellt. Dabei fließt in den Summationspunkt ein zusätzlicher Strom, dessen Größe vom Wert des Widerstands R4 und von der Spannung am Mittelabgriff des Potentiometers abhängt. Letztere bestimmt auch die Richtung des Kompensationsstromes, der ausschließlich durch R2 fließt und so gerichtet ist, daß die Ausgangsspannung von V1 Null wird.

Zwei Einstellpotentiometer sind erforderlich, wenn die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers immer Null sein muß, unabhängig davon, ob der Eingang des Verstärkers offen oder mit dem Massepotential verbunden ist. Bild 1.22 zeigt den Stromlaufplan der Schaltung. Sie muß wechselseitig abgeglichen werden. Mit P1 gleicht man bei offenem Eingang und mit P2 bei kurzge-

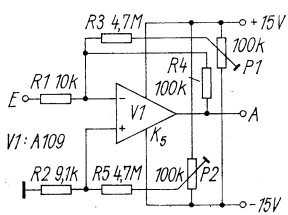


Bild 1.22
Getrennte Kompensation der Offsetspannung und des Eingangsruhestroms

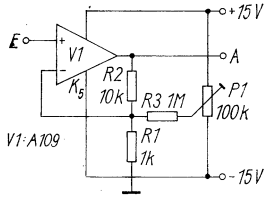


Bild 1.23
Nullpunktkorrektur bei dem nichtinvertierenden Verstärker

schlossenem Eingang die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers auf Null ab.

Das Prinzip der Nullpunktkorrektur eines nichtinvertierenden Verstärkers zeigt Bild 1.23. Auch in diesem Fall wird bei kurzgeschlossenem Eingang abgeglichen. Der Kompensationsstrom fließt nur durch R2. Zu beachten ist, daß das Netzwerk zur Kompensation parallel zu R1 liegt und damit die eingestellte Verstärkung verändert. Damit dieser Einfluß nicht zu groß wird, muß R3 groß gegenüber R1 sein. Diese Bedingung erlaubt nur relativ kleine Kompensationsströme und damit eingeschränkte Kompensationsmöglichkeiten.

Bei den Operationsverstärkern *A 109*, *B 109* und *R 109* sind normalerweise nur die oben angegebenen externen Schaltungen zur Offsetspannungskompensation möglich, weil diese Bausteine nicht über spezielle Anschlüsse zur internen Offsetspannungskompensation verfügen. Es gibt allerdings eine recht einfache Schaltung, die in Bild 1.24 vorgestellt ist, mit der die Offsetspannung kompensiert werden kann, ohne dabei die Eingänge des Operationsverstärkers zu benutzen. Eine solche Schaltung hat den manchmal großen Vorteil, daß die Eingänge des Operationsverstärkers frei zugänglich sind. Das Kompensationsnetzwerk erzeugt eine gewollte Unsymmetrie des ersten Differenzverstärkers, die die herstellungsbedingte Unsymmetrie des gesamten Operationsverstärkers ausgleicht. Damit die Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers nicht wesentlich erniedrigt wird, muß das Kompensationsnetzwerk hochohmig sein.

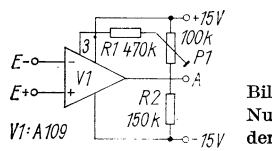


Bild 1.24
Nullpunktkorrektur über den einen Anschluß der Eingangsfrequenzkompensation

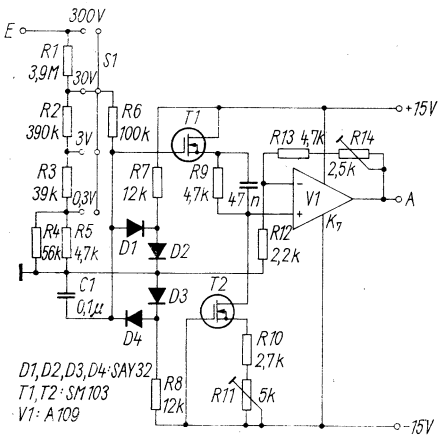
2. Gleichspannungs- und Wechselspannungsverstärker

Die in Abschnitt 1.6. angegebenen Grundschaltungen für den nichtinvertierenden und den invertierenden Verstärker können direkt verwendet werden. Dieser Abschnitt beschreibt deshalb einige Verstärker, die für ganz bestimmte Aufgaben dimensioniert wurden.

2.1. Gleichspannungsmeßgerät mit hohem Eingangswiderstand

Will man für einen Spannungsmesser als Vorverstärker einen Operationsverstärker verwenden, so stört oft sein relativ hoher Eingangsruhestrom, und es ist deshalb fast immer eine zusätzliche Vorstufe mit SFET oder MOSFET erforderlich. Entsprechend Bild 2.1 wird zu diesem Zweck kein Differenzverstärker, sondern ein MOSFET-Sourcefolger mit Stromquelle als Sourcewiderstand benutzt. Der MOSFET T1 arbeitet als Sourcefolger, und die

Bild 2.1 Gleichspannungsmeßgerät mit hohem Eingangswiderstand

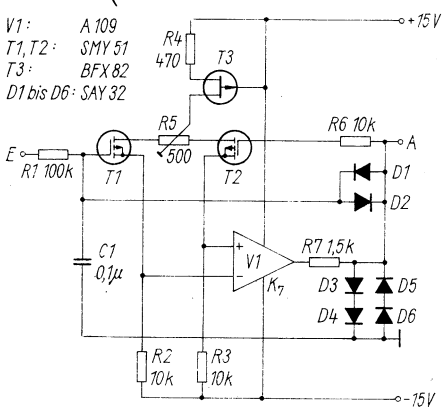


Gate-Source-Spannung für T1 fällt über R9 ab. T1 und T2 sollten gleiche Daten haben. Im Idealfall gilt dann R9 = R10 + R11, und die Spannung an der Drainelektrode von T2 ist Null, wenn die Spannung am Gate von T1 den gleichen Wert hat. In der Praxis, bei nicht genau gleichen Daten der Transistoren T1 und T2, erreicht man diesen Zustand durch Abgleich mit R11. Der Transistor T2 bewirkt eine Kompensation der Temperaturdrift von T1. T1 und T2 sollten deshalb thermisch gekoppelt sein. Die Spannungsverstärkung der Vorstufe ist etwas kleiner als 1. Mit der Spannungsverstärkung $v'_u \approx 3{,}5$ des Operationsverstärkers — sie kann mit R14 verändert werden — ergibt sich bei einer Eingangsgleichspannung von $U_E = 0{,}3$ V die Ausgangsspannung von $U_A = 1$ V. An A kann ein Vielfachmesser mit einem Meßbereich von 1 V angeschlossen werden. Die Dioden D1 bis D4 schützen den Vorverstärker vor zu großen Eingangsspannungen.

2.2. Gleichspannungsimpedanzwandler für Digitalvoltmeter

Bild 2.2 zeigt den Stromlaufplan eines Vorverstärkers mit einer Spannungsverstärkung von $v'_u = 1$ und einem Gleichstromeingangswiderstand von $R_E = 1$ GΩ (gemessener Wert). Der Vorverstärker verarbeitet Eingangsgleichspannungen von $U_E = \pm 1$ V

Bild 2.2 Gleichspannungsimpedanzwandler für Digitalvoltmeter



und ist mit einer speziellen Schutzschaltung sehr zuverlässig vor Überspannungen geschützt. Die beiden MOSFET T1 und T2 bilden einen Differenzverstärker und sorgen für den gewünschten hohen Eingangswiderstand. T3 ist als Konstantstromquelle geschaltet und liefert die Sourceströme für T1 und T2. Zusammen mit der Differenzverstärkervorstufe arbeitet V1 als nichtinvertierender Spannungsverstärker mit $v'_u = 1$. Man bezeichnet diese Betriebsart auch als Spannungsfolger.

Ein besonderes Problem stellt der Schutz der Vorstufe vor Überspannungen dar, wenn gleichzeitig ein hoher Eingangswiderstand gesichert werden muß. Nach Bild 2.2 übernehmen die Dioden D1 bis D6 und der Strombegrenzungswiderstand diese Aufgabe. Solange z. B. die positive Eingangsspannung kleiner ist als die Summe der Schwellspannungen der Dioden D2 bis D4, arbeitet der Verstärker als Folger mit sehr hohem Eingangswiderstand. Die Spannung zwischen Eingang und Ausgang beträgt Null, und es fließt deshalb über die Dioden D1 und D2 kein Reststrom, der den Eingangswiderstand senken könnte. Übersteigt dagegen die positive Eingangsspannung den genannten Summenwert, so leiten die Dioden D2 bis D4, und die Eingangsspannung wird am Gate von T1 auf etwa $U_{GT1} = 2$ V begrenzt. R1 sorgt für einen hinreichend geringen Begrenzungsstrom. Entsprechend arbeitet die Schutzschaltung bei zu großer negativer Eingangsspannung. Es leiten dann D1, D5 und D6. Der Einstellregler R5 ermöglicht den Nullabgleich des Impedanzwandlers.

2.3. Gleichstrommikroamperemeter

Das Mikroamperemeter nach Bild 2.3 arbeitet mit einem Operationsverstärker als nichtinvertierender Spannungsverstärker. Die Meßbereiche für Vollausschlag sind 1 μA, 10 μA, 100 μA und 1 mA. In allen Meßbereichen beträgt die Spannung für Vollausschlag am Ausgang A von V1 $U_A = 1$ V. Die Dioden D1 und D2 schützen den Operationsverstärker vor Überspannungen. Der maximale Spannungsabfall über dem jeweils eingeschalteten Meßwiderstand R4 oder R4 + R3 usw. beträgt am Ende des Meßbereichs nur 10 mV, so daß die Verstärkung von V1 $v'_u = 100$ betragen muß. Den genauen Wert stellt man mit R7 ein. Der Einstellregler R8

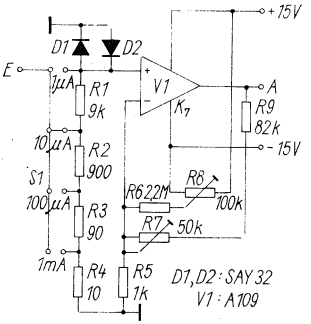


Bild 2.3
Gleichstrommikroamperemeter

ermöglicht den Nullabgleich des Meßverstärkers. Die Toleranz der Widerstände R1 bis R4 sollte kleiner als 1 % sein, weil diese Bauelemente vorwiegend die Genauigkeit des Mikroamperemeters bestimmen. Günstig sind für die hochohmigen Werte Metallschichtwiderstände mit entsprechend geringem Temperaturkoeffizienten. Mit umdimensionierten Widerständen können auch andere Meßbereiche realisiert werden, auch eine Erweiterung ist leicht zu verwirklichen.

2.4. Temperaturmeßgerät

Bild 2.4 zeigt ein einfaches elektronisches Thermometer, das als Temperaturfühler den als Diode geschalteten Transistor T1 nutzt.

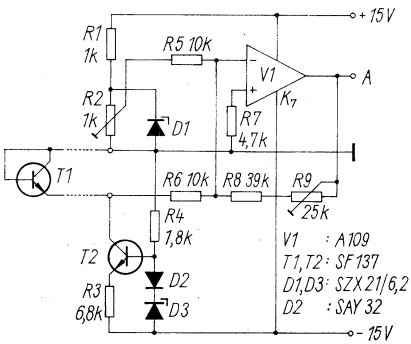


Bild 2.4
Temperaturmeßgerät

Der Strom durch T1 ist konstant $I_{CT2} = 0{,}9$ mA und wird von der Stromquelle mit T2 bereitgestellt. Wenn die Umgebungstemperatur und damit auch die Sperrschichttemperatur von T1 steigt, dann verringert sich bei konstantem Kollektorstrom von T1 dessen Basis-Emitter-Spannung um etwa -2 mV/K. Innerhalb des vorgesehenen Einsatzbereichs $\vartheta_u = 0$ °C ... 100 °C ändert sich die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1 von $U_{BET1} = 0{,}73$ V auf $U_{BET1} = 0{,}53$ V. Diese Spannungsänderung verstärkt V1 etwa um den Faktor $v'_u = 5$. Als Anzeigeinstrument dient ein Vielfachspannungsmesser mit einem Meßbereich von 1 V für Vollausschlag. Der Anzeigeverlauf ist linear. Zur Kalibrierung taucht man den Fühler T1 zunächst in Eiswasser mit der Temperatur $\vartheta_u = 0$ °C. R9 ist auf den maximalen Widerstandswert eingestellt. Der Einstellregler R2 wird jetzt in der Weise abgeglichen, daß das Instrument Null anzeigt. Befindet sich anschließend der Fühlertransistor in siedendem Wasser (97 °C ... 100 °C), so erfolgt mit dem Einstellregler R9 der Abgleich auf Vollausschlag $U_A = 0{,}97$ V ... 1 V. Der eigentliche Fühler sollte wasserdicht aufgebaut sein. Kollektor und Basis von T1 werden zu diesem Zweck direkt am Transistor verbunden und mit Anschlußdrähten versehen. Danach klebt man mit *Cenusil* den Transistor T1 an das Ende eines geeigneten Glasrohrs.

2.5. Wechselspannungsverstärker

Die Verstärker nach Bild 2.5 und Bild 2.6 verarbeiten ausschließlich Wechselspannungen. Für Gleichspannungen sind die Operationsverstärker vollständig gegengekoppelt. Das hat den Vorteil eines sehr stabilen Arbeitspunktes, und entsprechende Einstell-

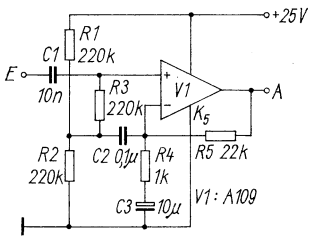


Bild 2.5
Nichtinvertierender Wechselspannungsverstärker

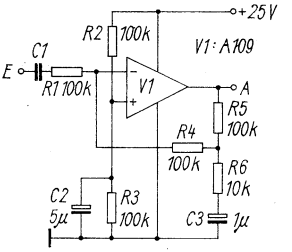


Bild 2.6
Invertierender Wechselspannungsverstärker

regler können entfallen. Bild 2.5 zeigt den Stromlaufplan eines NF-Elektrometerverstärkers mit einer Spannungsverstärkung von $v_u' = 23$. Es gilt für v_u':

$$v_u' = 1 + \frac{R5}{R4}. \tag{28}$$

Zur Spannungsversorgung ist nur eine Spannungsquelle vorgesehen. Den ausgangsseitigen Arbeitspunkt des Operationsverstärkers legt der Spannungsteiler mit R1 und R2 auf den halben Wert der Versorgungsspannung fest. C2 verbindet den Fußpunkt von R3 mit einer Wechselspannung, die mit der Eingangsspannung in Phase und nahezu gleich groß ist. Über R3 liegt praktisch keine Wechselspannung, und es fließt kein nennenswerter Wechselstrom über diesen Widerstand. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers ist deshalb sehr groß und kann Werte von $r_e = 10\ M\Omega$ erreichen.

Der invertierende Spannungsverstärker nach Bild 2.6 hat eine Spannungsverstärkung von $v_u' = 12$, die aus der nachstehenden Gleichung folgt:

$$v_u' = \frac{R4 + R5 + (R4 \cdot R5/R6)}{R1}. \tag{29}$$

Den Arbeitspunkt gibt auch hier wieder ein Spannungsteiler vor, so daß nur eine Speisespannung erforderlich ist. R3 muß allerdings mit einem Kondensator überbrückt werden, damit der nichtinvertierende Eingang von V1 für Wechselspannung geerdet ist. Die Bauelemente C2 und R3 lassen sich auch durch eine Z-Diode mit entsprechender Z-Spannung ersetzen. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers ist etwa gleich dem Wert von R1.

3. Leistungsverstärker

Der kleinste zulässige Lastwiderstand beträgt für den Operationsverstärker *A 109* $R_L = 200\ \Omega$. Aus Bild 1.10 ersieht man, daß bei so niedrigen Werten des Lastwiderstands die Ausgangsspitzespitzespannung schon erheblich unter dem Nominalwert liegt. Es ist deshalb notwendig, in den Fällen, die bei niedrigem Lastwiderstand gleichzeitig einen hohen Spannungshub am Ausgang erfordern, zusätzliche Leistungsverstärker mit diskreten Transistoren den Operationsverstärkern nachzuschalten. Weisen diese Leistungsverstärker eine Spannungsverstärkung von $v_u = 1$ auf, so ist das vorteilhaft, weil dann der Operationsverstärker wie üblich entsprechend der Verstärkung v'_u der gesamten Anordnung frequenzkompensiert werden kann, obwohl das Rückführungsnetzwerk am Ausgang des Leistungsverstärkers liegt.

3.1. Einfacher Leistungsverstärker

Entsprechend Bild 3.1 wirkt der komplementäre Emitterfolger mit den Transistoren T1 und T2 als zusätzlicher Leistungsverstärker. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten im Gegentakt ohne Ruhestromeinstellung und sind bei abgeschaltetem Eingangssignal praktisch stromlos. Das sichert eine geringe Leistungsaufnahme. Bei einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_a = 70$ °C, das ist der obere Grenzwert für die Arbeitstemperatur des *A 109*, beträgt die zulässige Verlustleistung der für T1 und T2 benutzten Transistoren $P_{tot} = 0{,}6$ W, wenn keine zusätzlichen Kühlvorrichtungen

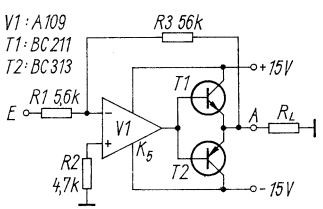


Bild 3.1
Einfacher Leistungsverstärker

vorhanden sind. Bei den im Stromlaufplan eingetragenen Speisespannungen darf der Lastwiderstand den Grenzwert $R_{Lmin} = 100\,\Omega$ nicht unterschreiten, wenn der Verstärker Gleichspannungen verarbeitet. Steuert man den Verstärker ausschließlich mit sinusförmigen Wechselspannungen, so ist eine Verkleinerung des Lastwiderstands um den Faktor $4/\pi^2$ auf 40 Ω zulässig, ohne daß die für T1 bzw. T2 erlaubten Verlustleistungen überschritten werden.

Der Gegenkopplungswiderstand R3 ist mit den Emittern der Transistoren T1 und T2 verbunden, weil sonst deren Basis-Emitter-Spannungen eine unzulässig große Totzone bewirken, in der das Ausgangssignal nicht mehr dem Eingangssignal folgt. Im Bereich der gesperrten Endtransistoren T1 und T2 wirkt die hohe Leerlaufspannungsverstärkung des *A 109*, weil dann die Gegenkopplung aufgetrennt ist. Die ohne Gegenkopplung wirksame Totzone U_T ist gleich der Summe der Basis-Emitter-Spannungen von T1 und T2 $U_T = U_{BET1} + |U_{BET2}|$. Durch die Gegenkopplung verringert sich die Totzone auf U_T':

$$U_T' = \frac{U_{BET1} + |U_{BET2}|}{g}. \tag{30}$$

Mit $v_u' = 10$, $v_u = 30 \cdot 10^3$ und $U_T = 1{,}4$ V ergibt sich für den Verstärker nach Bild 3.1 eine Totzone am Ausgang von $U_T' = 0{,}46$ mV. Dieser Wert ist, bezogen auf die im Voltbereich liegenden Ausgangssignale des Verstärkers, hinreichend klein.

3.2. Leistungsverstärker mit verringerter Totzone

Entsprechend Gl. (30) vergrößert sich mit wachsender Verstärkung v_u' die Totzone. Dadurch steigt, besonders bei nur geringer Aussteuerung, der Klirrfaktor des Verstärkers an. Möchte man einen Leistungsverstärker mit geringem Klirrfaktor und hoher Spannungsverstärkung verwirklichen, so sind zusätzliche Maßnahmen erforderlich, die die Totzone verringern. Bild 3.2 zeigt eine Möglichkeit. In erster Näherung sinkt der Klirrfaktor bei kleinen Aussteuerungen proportional mit der Verringerung der Totzone. Man könnte nun an Stelle von T1 und T2 Germaniumtransistoren verwenden, deren Basis-Emitter-Spannungen etwa um den Faktor 0,4 geringer sind als die von Siliziumtransistoren. Diese Lösung ist allerdings wenig zeitgemäß, da Germanium-

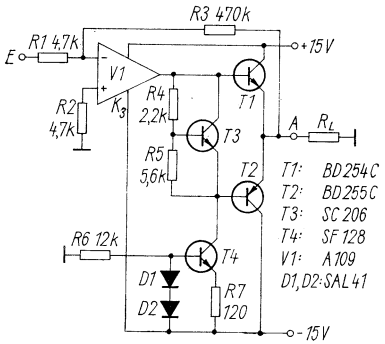


Bild 3.2
Leistungsverstärker mit verkleinerter Totzone

transistoren nicht mehr lange zur Verfügung stehen werden. Günstiger ist es, wenn, wie in Bild 3.2 dargestellt, zwischen den beiden Basen von T1 und T2 der als Diode mit variabler Flußspannung geschaltete Transistor T3 liegt. Die sich zwischen Kollektor und Emitter von T3 einstellende Spannung U_{CET3} errechnet man mit folgender Gleichung:

$$U_{CET3} = \frac{U_{BET3} \cdot (R4 + R5)}{R5}. \tag{31}$$

U_{CET3} legt man in der Weise fest, daß sich die ursprünglich vorhandene Totzone von $U_T = 1{,}4$ V auf $U_T^{\pm} = 0{,}3$ V vermindert. Die beiden Endtransistoren T1 und T2 sperren dann immer noch, so daß die Vorteile des Betriebs ohne Ruhestrom erhalten bleiben. Zusätzlich zu T3 ist noch die Stromquelle mit dem Transistor T4 erforderlich, dessen Kollektorstrom nahezu ausschließlich durch T3 fließt. T4 zieht ständig einen Strom aus dem Operationsverstärker in Richtung der negativen Speisespannung. Dieser Strom bewirkt in erster Linie, daß sich zwischen Kollektor und Emitter von T3 die Spannung entsprechend Gl. (31) einstellt. Weiterhin verringert der Kollektorstrom von T4 die Übernahmeverzerrungen des Operationsverstärkers, da dessen Ausgangsstufe zumindest bei kleinen Ausgangssignalen nicht mehr im Gegentakt arbeitet. Die Strombelastung mit dem Transistor T4 sorgt nämlich dafür, daß T14 nach Bild 1.6 als einfacher Emitterfolger fungiert und T13 wirkungslos bleibt. Diese Methode zur Verringerung des Klirrfaktors des *A 109* kann auch bei dessen Betrieb in NF-Vor-

stufen benutzt werden. Meist wird man in diesen Fällen an Stelle der Stromquelle einen ohmschen Widerstand vom Ausgang des Operationsverstärkers zur negativen Versorgungsspannung schalten.

Der Lastwiderstand des Verstärkers nach Bild 3.2 darf bei dessen Betrieb als Gleichspannungsverstärker den Wert $R_{Lmin} = 25\,\Omega$ nicht unterschreiten. Wird ausschließlich mit Wechselspannungen angesteuert, so ist ein Lastwiderstand von $R_{Lmin} = 10\,\Omega$ zulässig. In beiden Betriebsfällen müssen T1 und T2 jeweils auf einem Aluminium-Kühlblech mit den Abmessungen 0,2 cm × 6 cm × 6 cm montiert sein.

3.3. Leistungsverstärker für große Ausgangsleistungen

Für den Verstärker nach Bild 3.3 sind erheblich geringere Lastwiderstände zulässig als bei den zuvor beschriebenen Leistungsverstärkern. Der Verstärker (Bild 3.3) ist speziell als NF-Leistungsverstärker konzipiert. Als Lastwiderstand arbeitet in diesem Fall der Lautsprecher, dessen Widerstand nicht kleiner sein darf als $R_{Lmin} = 4\,\Omega$. Die bei stabilisierten Speisespannungen von $U_{S+} = -U_{S-} = 17$ V gemessene Ausgangsleistung betrug $P_a = 27$ W. Damit ist dieser Verstärker gut für den Einsatz in Stereogeräten geeignet. Die Spannungsverstärkung betrug $v'_u = 10$, und für Vollaussteuerung ist deshalb eine effektive Eingangsspannung von $u_e = 1$ V notwendig.

Als eigentlicher Leistungsverstärker arbeiten die beiden Komple-

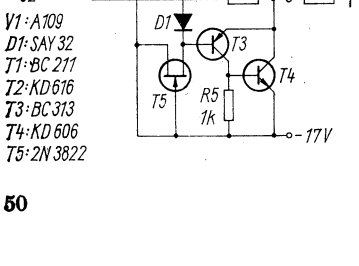


Bild 3.3
Leistungsverstärker für große Ausgangsleistungen

mentär-*Darlington*-Transistoren T1, T2 und T3, T4. Diese Endstufenauslegung sichert eine kleinstmögliche Totzone, die die Diode D1 noch weiter verringert. Der n-Kanal-SFET T5 arbeitet als Konstantstromdiode. Bei der Drain-Source-Spannung von $U_{DST5} = 5$ V des Transistors T5 betrug dessen Drainstrom $I_{DT5} = 2$ mA, wenn Gate und Source verbunden wurden. Auch eine Stromquelle mit bipolarem Transistor entsprechend Bild 3.2 kann den Transistor nach Bild 3.3 ersetzen.

Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist gleich dem Widerstand R1, der bei Bedarf noch vergrößert werden kann. Die Großsignalbandbreite des Operationsverstärkers V1 bestimmt die obere Grenzfrequenz für Vollaussteuerung des gesamten Verstärkers. Das Erprobungsmuster erreichte auch mit unterschiedlichsten Exemplaren für V1 immer mit Sicherheit die Grenzfrequenz $f_o = 25$ kHz für Vollaussteuerung, wobei mit einigen Exemplaren für V1, die auch mit verkleinerten Kompensationskapazitäten stabil und ohne Schwingneigung arbeiteten, der genannte Wert für f_g erheblich überschritten werden konnte.

4. Referenzspannungsquellen und Stabilisierungsteile

Der Einsatz integrierter Operationsverstärker in Referenzspannungsquellen und elektronischen Spannungsstabilisatoren ist dort vorteilhaft, wo eine hohe Regelgenauigkeit, eine gute Temperaturstabilität und geringer Platzbedarf von Bedeutung sind. Die folgenden Schaltbeispiele zeigen einige Möglichkeiten.

4.1. Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung U_A der Referenzspannungsquelle (Bild 4.1) folgt der Gleichung:

$$U_A = (U_{ZD1} + U_{FD2}) \cdot \frac{R3 + R5}{R2}. \tag{32}$$

Die in Bild 4.1 angegebene Dimensionierung ergibt einen Ausgangsspannungsbereich von $U_A = 0{,}7\ V \ldots 7{,}7\ V$. Die Stromquelle mit dem MOSFET T1 liefert den konstanten Strom $I_{DT1} = 5\ mA$ für die Reihenschaltung der Z-Diode D1 und der Siliziumdiode D2, deren Temperaturkoeffizienten sich weitgehend kompensieren. Der Operationsverstärker arbeitet als invertierender Spannungsverstärker, wobei hier seine Verstärkung auch $v'_u < 1$ betragen kann. Der Widerstand R2 belastet die Dioden D1 und D2 mit einem konstanten Strom. Der Laststrom am Ausgang des Operationsverstärkers sollte nicht größer als $I_L = 10\ mA$ sein.

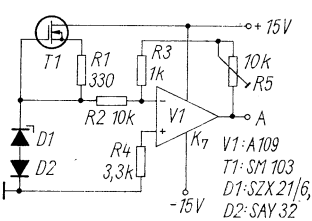


Bild 4.1
Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung

4.2. Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung und variablem Temperaturkoeffizienten

Den Stromlaufplan einer Referenzspannungsquelle mit getrennten Einstellmöglichkeiten für die Referenzspannung und deren wahlweisen positiven oder negativen Temperaturkoeffizienten stellt Bild 4.2 vor. Die von der Stromquelle mit T1 gespeiste Brückenschaltung aus den Bauelementen D2, D3, R2, R3 und R4 liefert die eigentliche Vergleichsspannung $U_{ref} = 0{,}7$ V. Der Operationsverstärker arbeitet als nichtinvertierender Verstärker mit hohem Eingangswiderstand. Die Ausgangsspannung konnte mit R8 im Bereich $U_A = 0{,}7$ V ... 10 V variiert werden, und es gilt die nachstehende Beziehung:

$$U_A = U_{FD2} \cdot \left(1 + \frac{R8}{R7}\right). \tag{33}$$

Nach Inbetriebnahme der Schaltung stellt man den Strom von T1 mit R5 in der Weise ein, daß sich bei einer Betätigung des Reglers R3 keine Ausgangsspannungsänderung an A registrieren läßt. Anschließend wird mit R8 die geforderte Referenzspannung an A eingeregelt. Den Abschluß bildet die Einstellung des gewünschten Temperaturkoeffizienten mit dem Potentiometer R3. Ist der Schleifer von R3 mit der Anode von D2 verbunden, so beträgt der Temperaturkoeffizient der Ausgangsreferenzspannung etwa $\alpha = -22 \cdot 10^{-4}$/K. Die Ausgangsspannung hat einen positiven Temperaturkoeffizienten von etwa $\alpha = 22 \cdot 10^{-4}$/K,

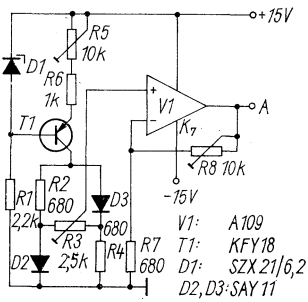


Bild 4.2
Referenzspannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung und variablem Temperaturkoeffizienten

wenn der Schleifer von R3 an der Katode von D3 steht. Für eine korrekte Arbeitsweise der Anordnung sollten die Dioden D2 und D3 eng benachbart montiert und für R2 und R4 Metallschichtwiderstände verwendet werden.

4.3. Stabilisierungsteil mit fester Ausgangsspannung

Soll der Operationsverstärker *A109* in elektronischen Stabilisierungsteilen Verwendung finden und direkt aus der ungeregelten Eingangsspannung versorgt werden, so ist zu beachten, daß die minimalen Versorgungsspannungen $U_{S+} = -U_{S-} = 9\,V$ nicht unterschreiten dürfen. Für den Operationsverstärker kann man auch eine getrennte Spannungsversorgung vorsehen. Der Aufwand steigt dann aber schnell an, so daß eine solche Lösung nur für größere und universelle Einheiten gerechtfertigt ist, zumal für Stabilisierungsteile inzwischen spezielle Schaltkreise verfügbar sind.

Bild 4.3 zeigt den Stromlaufplan für ein Stabilisierungsteil, dessen Ausgangsspannung zwischen $U_A = 9{,}7\,V \ldots 16\,V$ veränderlich ist. Die Referenzspannung erzeugt D1, die der SFET mit einem konstanten Strom versorgt. Der Operationsverstärker arbeitet als nichtinvertierender Spannungsverstärker und vergleicht die Referenzspannung mit einem Bruchteil der Ausgangsspannung. Der Leistungstransistor T2 arbeitet in Kollektorschaltung. Der maximal entnehmbare Laststrom darf $I_L = 0{,}3\,A$ nicht überschreiten, wenn die Stromverstärkung von T2 $B_{T2} = 150$ ist und T2 sich auf einer Aluminiumkühlfläche (0,2 cm × 8 cm × 8 cm) befindet. Bild 4.4 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung

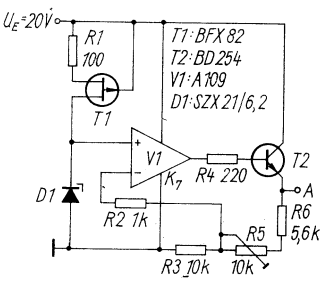


Bild 4.3
Stabilisierungsteil mit fester Ausgangsspannung

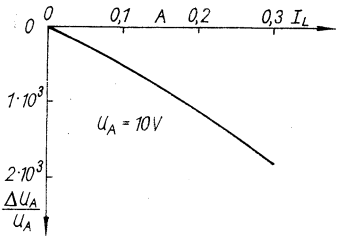


Bild 4.4
Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Laststrom bei dem Stabilisierungsteil nach Bild 4.3

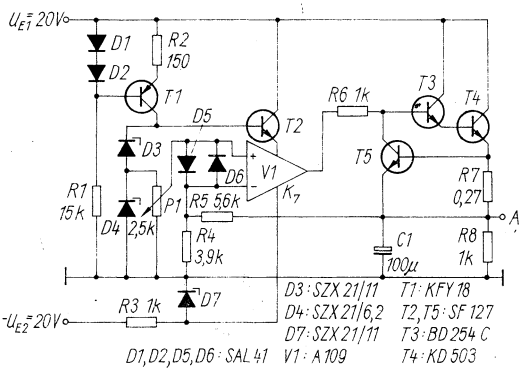
vom fließenden Laststrom. Für die Ausgangsspannung U_A gilt die Gleichung:

$$U_A = U_{ZD1} \cdot \left(1 + \frac{R5 + R6}{R3}\right). \tag{34}$$

4.4. Hochwertiger Stabilisierungsteil

Der Stabilisierungsteil nach Bild 4.5 liefert eine Ausgangsspannung von $U_A = 0\,V \ldots 15\,V$ bei einem maximalen Laststrom von $I_L = 2\,A$. Eine Strombegrenzung schützt den *Darlington*-Emitterfolger bei Ausgangskurzschluß. Es sind eine positive und eine negative Eingangsspannung notwendig, deren Grenzwerte dem Stromlaufplan zu entnehmen sind. Die Stromquelle mit dem

Bild 4.5 Hochwertiger Stabilisierungsteil



Transistor T1 liefert einen weitgehend konstanten Kollektorstrom $I_{CT1} = 5$ mA, der die beiden Z-Dioden D3 und D4 versorgt. Dabei dient die Z-Spannung über D4 als Referenzspannung des Regelteils, während die Summe der Z-Spannungen von D3 und D4 als Basisvorspannung für T2 wirkt, an dessen Emitter die positive Speisespannung des Operationsverstärkers anliegt. Die negative Speisespannung liefert die einfache Stabilisierungsschaltung mit den Bauelementen R3 und D7. V1 arbeitet nichtinvertierend und vergleicht die zwischen dem Schleifer von P1 und dem Massepotential liegende veränderliche Referenzspannung mit einem Bruchteil der Ausgangsspannung. Bezeichnet man die zwischen dem Schleifer von P1 und Masse einstellbare Spannung mit U'_{P1}, so gilt für die Spannung U_A am Ausgang des Regelteils:

$$U_A = U'_{P1} \cdot \left(1 + \frac{R5}{R4}\right). \tag{35}$$

Als Stellglied für die Ausgangsspannung wirkt der *Darlington*-Emitterfolger mit den Transistoren T3 und T4, die der Operationsverstärker über den Widerstand R6 mit Basisstrom versorgt. Übersteigt der Laststrom den Grenzwert von $I_L = 2$ A durch Ausgangskurzschluß oder Überlast, so erreicht der Spannungsabfall über R8 den Wert der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T5. Dieser leitet dann den Anteil des Basisstromes der *Darlington*-Kombination ab, der nicht zur Aufrechterhaltung des dann konstanten Ausgangsstromes $I_{Lmax} = 2$ A notwendig ist. In diesem Fall muß T4 eine Verlustleistung von $P_{tot} = 40$ W übernehmen können. Das ist nur möglich mit einem Kühlkörper, der eine wirksame Fläche von 900 cm² aufweist. Bild 4.6 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom entnommenen Laststrom.

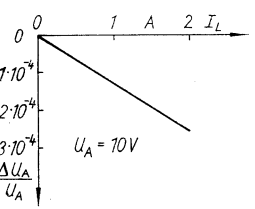
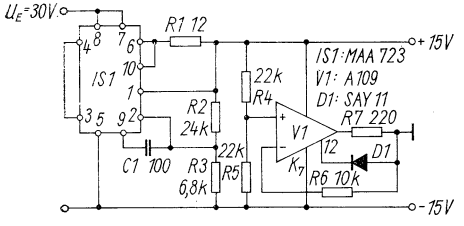


Bild 4.6
Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom fließenden Laststrom bei dem Stabilisierungsteil nach Bild 4.5

4.5. Elektronischer Spannungsteiler

Zur Spannungsversorgung von Operationsverstärkerschaltungen sind meist zwei Speisespannungen notwendig. Oft werden zu diesem Zweck zwei getrennte Stabilisierungsteile vorgesehen. Eine andere Möglichkeit stellt Bild 4.7 vor. Hier erzeugt zunächst der integrierte Spannungsregler *MAA 723* eine stabilisierte Spannung, die gleich der Summe der beiden Operationsverstärker-Speisespannungen ist. Mit dieser Summenspannung wird der Operationsverstärker V1 versorgt, der als elektronischer Spannungsteiler arbeitet. Der Ausgang von V1 stellt dann das Massepotential der an den Stabilisierungsteil anzuschließenden Operationsverstärkerschaltungen dar. Stabilisierungsteile dieser Art können Schaltungen mit bis zu 5 Operationsverstärkern versorgen, wenn deren äußere Lastwiderstände Werte von $R_L = 5{,}6\ k\Omega$ nicht wesentlich unterschreiten.

Bild 4.7 Elektronischer Spannungsteiler



5. Klangregel-, Entzerrer-, Hochpaß- und Tiefpaßschaltungen

Sehr vielfältige Anwendungsmöglichkeiten, auch im Amateurbereich, ergeben sich für Operationsverstärker, wenn man den Gegenkopplungs- oder auch Mitkopplungszweig frequenzabhängig auslegt. Mit geringem Aufwand lassen sich dann Baugruppen wie Klangregel-, Entzerrer-, Präsenzfilter-, Hochpaß- und Tiefpaßschaltungen realisieren.

5.1. Klangregelschaltungen

Gegenüber den passiven Klangregelschaltungen haben die in Bild 5.1 und Bild 5.2 vorgestellten aktiven Klangregelschaltungen mit Operationsverstärkern den Vorteil, daß Potentiometer mit linearer Abhängigkeit des Widerstands vom Drehwinkel eine weitgehend ideale Einstellcharakteristik ermöglichen. Den notwendigen Einstellbereich des Spannungsfrequenzganges sichert in beiden Schaltungen ein variables Gegenkopplungsnetzwerk. Die Einstellung des Frequenzganges durch Änderung der Gegenkopplung hat den zusätzlichen Vorteil, daß die Rauschzahl und der Klirrfaktor innerhalb des Einstellbereichs weitgehend konstant bleiben. Voraussetzung für eine gute Tiefen- und Höhenanhebung ist die niederohmige Ansteuerung der Klangregelschaltung. Das erfordert aber eine Vorstufe mit geringem Ausgangswiderstand (Impedanzwandler mit Operationsverstärker oder

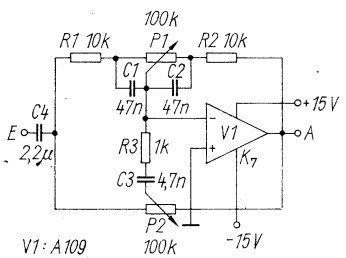


Bild 5.1
Klangregelschaltung mit
$v'_u = 1$ bei linearem Frequenzgang

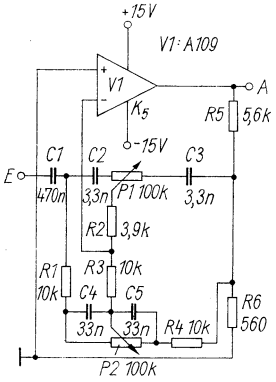


Bild 5.2
Klangregelschaltung mit $v_u' = 11$ bei linearem Frequenzgang

auch nur eine einfache Transistorvorstufe in Kollektorschaltung). Der Spannungsfrequenzgang ist bei beiden Schaltungen linear, wenn sich die Regler in Mittelstellung befinden. In diesem Fall beträgt die Spannungsverstärkung der Klangregelschaltung nach Bild 5.1 $v_u' = 1$. In der Schaltung entsprechend Bild 5.2 ergibt ein zusätzlicher Spannungsteiler eine Spannungsverstärkung $v_u' = 11$ bei linearem Frequenzgang bzw. bei mittleren Frequenzen und beliebiger Stellung der Regler P1 und P2. Die Kondensatoren zur Frequenzkompensation des Operationsverstärkers können deshalb zehnmal kleiner als bei der Schaltung nach Bild 5.1 sein. Damit die Klangregelschaltungen auch mit maximaler Höhenanhebung noch verzerrungsfrei arbeiten, dürfen die Eingangsspannungen die Werte $u_e = 0{,}2$ V und $u_e = 0{,}5$ V nicht überschreiten. Soll die Klangregelschaltung nach Bild 5.1 höhere Eingangsspannungen verarbeiten, dann müssen die Kondensatoren der Frequenzkompensation individuell verringert werden. Die Reserven können in dieser Hinsicht beachtlich sein, und ein

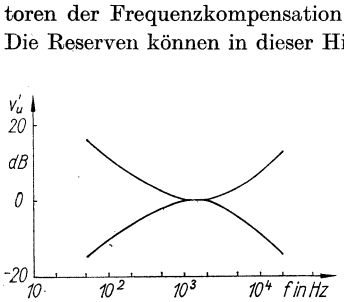


Bild 5.3
Frequenzgang der Schaltung nach Bild 5.1

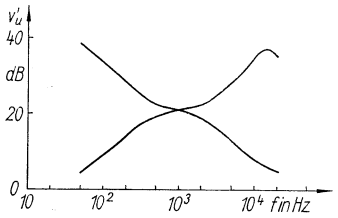


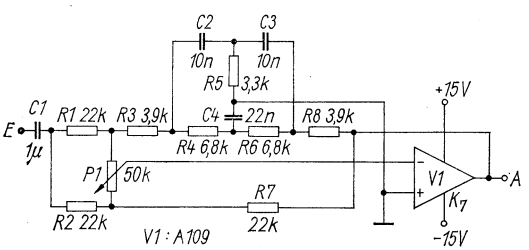
Bild 5.4
Frequenzgang der Schaltung nach Bild 5.2

Versuch lohnt sich, die Ausgangsaussteuerungsfähigkeit von V1 (Bild 5.1) bei hohen Frequenzen durch Verkleinern von C_{K1} und C_{K2} zu verbessern. Bild 5.3 und Bild 5.4 zeigen die gemessenen Frequenzgänge der Klangregelschaltungen.

5.2. Präsenzfilter

Für eine gute Sprachverständlichkeit ist es manchmal erwünscht, wenn die mittleren Frequenzen des Übertragungsbereichs gegenüber den tiefen und hohen Frequenzen angehoben werden. Diese Aufgabe kann das Präsenzfilter nach Bild 5.5, dessen Frequenzgang für maximale Anhebung Bild 5.6 darstellt, übernehmen. Befindet sich der Schleifer des Einstellpotentiometers am Verbindungspunkt von R2 und R7, dann hat das Präsenzfilter einen linearen Frequenzgang und eine Spannungsverstärkung von $v'_u = 1$. Bewegt man den Schleifer von P1 in Richtung des Verbindungspunktes von R1 und R3, so wirkt zunehmend eine frequenzabhängige Gegenkopplung. Das im Gegenkopplungszweig eingeschaltete Doppel-T-Filter mit den Bauelementen R4

Bild 5.5 Präsenzfilter



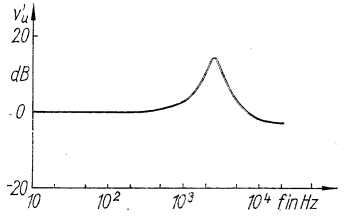


Bild 5.6
Frequenzgang des Präsenzfilters

bis R6 und C2 bis C4 sorgt für eine schwächere Gegenkopplung der mittleren Frequenzen, und es ergibt sich eine entsprechende Anhebung dieser Frequenzen. Die maximale Eingangsspannung darf $u_e = 1$ V betragen.

5.3. Entzerrer für dynamische Tonabnehmer

Die Abtastung von Schallplatten mit Magnettonabnehmern erfordert infolge des Schneidfrequenzganges spezielle Vorverstärker mit vorgeschriebenem Frequenzgang. Die Spannungsverstärkung dieser Vorverstärker muß wegen der geringen Wiedergabespannung des Magnettonsystems bei der Bezugsfrequenz von $f = 1$ kHz $v'_u = 100$ betragen. Bild 5.7 zeigt den Stromlaufplan einer für den genannten Zweck geeigneten Verstärkerschaltung, deren Frequenzgang Bild 5.8 darstellt. Der Operationsverstärker ist als nichtinvertierender Verstärker geschaltet. Der Spannungsteiler mit R2 und R3 legt den Arbeitspunkt des Operationsverstärkers ausgangsseitig auf den Wert der halben Speisespannung fest. Für Gleichspannungen ist V1 über R5 und R6 vollständig gegengekoppelt. Den gewünschten Frequenzgang sichert die frequenzabhängige Gegenkopplung mit den Bauelementen R5,

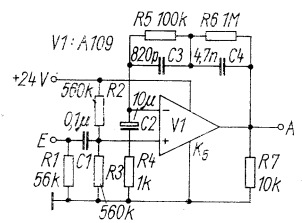


Bild 5.7
Entzerrer für dynamische Tonabnehmer

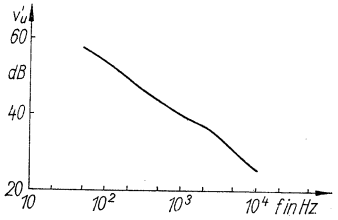


Bild 5.8
Frequenzgang der Entzerrerschaltung nach Bild 5.7

R6, C3 und C4. Der Widerstand R7 verringert den Klirrfaktor des Operationsverstärkers V1 dadurch, daß die Endstufe des *A 109* nur noch als Emitterfolger arbeitet.

5.4. Rumpelfilter

Zur Unterdrückung sogenannter Rumpelgeräusche bei der Wiedergabe von Schallplatten schaltet man in den NF-Signalweg ein Rumpelfilter ein. Filter dieser Art wirken wie ein Hochpaßfilter und unterdrücken deshalb die im extrem tiefen NF-Frequenzbereich liegenden Rumpelfrequenzen. Vorteilhaft eignet sich für diese Aufgabe ein aktiver Hochpaß zweiter Ordnung, bei dem die Steilheit des Frequenzganges im Bereich der abfallenden Flanke 40 dB/Frequenzdekade beträgt. Das Hochpaßfilter nach Bild 5.9 — es wird als Filter mit Einfachmitkopplung bezeichnet — hat eine *Butterworth*-Charakteristik (minimale Welligkeit im Übertragungsbereich) und eine Spannungsverstärkung von $v_u' = 1$. Die Grenzfrequenz dieses Filters liegt bei $f_g = 40$ Hz, wie aus Bild 5.10 zu ersehen ist. Andere Grenzfrequenzen sind leicht durch eine Umdimensionierung entsprechend den folgenden Gleichungen zu erreichen:

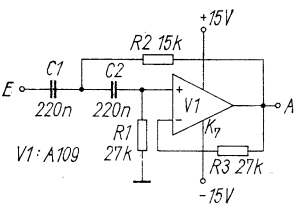


Bild 5.9
Rumpelfilter

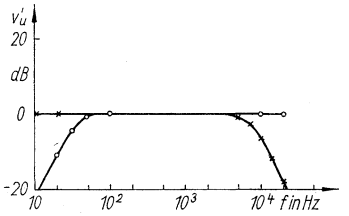


Bild 5.10
Frequenzgänge des Rumpel- und Rauschfilters

$$C = C1 = C2; \tag{36}$$

$$R1 = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot C \cdot \pi \cdot f_g}; \tag{37}$$

$$R2 = \frac{\sqrt{2}}{4 \cdot C \cdot \pi \cdot f_g}. \tag{38}$$

Der Operationsverstärker ist vollständig gegengekoppelt, und es muß zur Frequenzkompensation die Variante K_7 benutzt werden, die ihrerseits die Eingangsspannung auf maximal $u_e = 1$ V begrenzt.

5.5. Rauschfilter

Rauschfilter sind bei der Wiedergabe alter Schallplatten nützlich, weil dann störende Knackgeräusche und Rauschen weitgehend beseitigt werden. Das aktive Tiefpaßfilter nach Bild 5.11 mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 7$ kHz und einer Spannungsverstärkung von $v'_u = 1$ im Übertragungsbereich eignet sich sehr gut für diese Aufgabe. Der Frequenzgang dieses Filters ist ebenfalls in Bild 5.10 eingezeichnet. Das Tiefpaßfilter hat eine *Butterworth*-Charakteri-

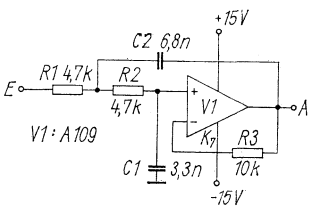


Bild 5.11
Rauschfilter

stik und kann mit den nachstehenden Formeln für andere Grenzfrequenzen umgerechnet werden:

$$R = R1 = R2 \; ; \tag{39}$$

$$C1 = \frac{\sqrt{2}}{4 \cdot R \cdot \pi \cdot f_g} \; ; \tag{40}$$

$$C2 = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot R \cdot \pi \cdot f_g} \; . \tag{41}$$

Die Eingangsspannung darf maximal $u_e = 1$ V betragen, wenn der Klirrfaktor hinreichend niedrig bleiben soll.

6. Komparatoren und Trigger

Auf Grund seiner hohen Spannungsverstärkung ist der Operationsverstärker *A 109* im Bereich tiefer Frequenzen bis maximal zum oberen NF-Bereich sehr gut als Komparator (Spannungsvergleicher) und Trigger geeignet. Bei diesen Anwendungen sollen die Einschwingzeiten des Operationsverstärkers — das sind die Zeiten, nach denen der Ausgang des *A 109* infolge einer entsprechenden Eingangsspannung von positiven auf negativen bzw. von negativen auf positiven Spannungspegel umschaltet — möglichst klein sein. Grundsätzlich betreibt man deshalb den *A 109* in Komparator- und Triggerschaltungen mit der Frequenzkompensation K_1. In Triggerschaltungen, die eine Hysterese haben, ist eine Frequenzkompensation nicht erforderlich. Die Einschwingzeiten des *A 109* liegen in der Größenordnung von $t_e = 1\ \mu s \ldots 5\ \mu s$ und sind von der Übersteuerung am Komparatoreingang abhängig. Die genannten Werte gelten für momentane Differenzeingangsspannungen in der Größenordnung von $U_{ID} = 20$ mV. Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Ausgangssignals von Triggerschaltungen mit Hysterese betragen etwa $t_a = 100$ ns ... 300 ns. Komparator- und Triggerschaltungen müssen in der Weise dimensioniert sein, daß die zulässigen Grenzwerte für die Gleichtakt- und Differenzeingangsspannung nicht überschritten werden. Gegebenenfalls sind Schutzschaltungen unumgänglich.

6.1. Lichtbandanzeige mit Lumineszenzdioden

In der Schaltung nach Bild 6.1 sorgen die 4 Komparatoren, V1 bis V4, dafür, daß — je nach Größe der an E anstehenden Gleichspannung — eine bestimmte Anzahl von Lumineszenzdioden leuchtet. Die Länge des Lichtbandes ist also der Eingangsspannung proportional. Zu diesem Zweck sind die nichtinvertierenden Eingänge von V1 bis V4 so mit entsprechenden Abgriffen des Spannungsteilers R1 bis R6 verbunden, daß z. B. am invertierenden Eingang von V4 eine Spannung von $U_{refV4} = 0{,}5$ V anliegt. Die Referenzspannung von V3 ist $U_{refV3} = 1$ V usw. Der Strom durch

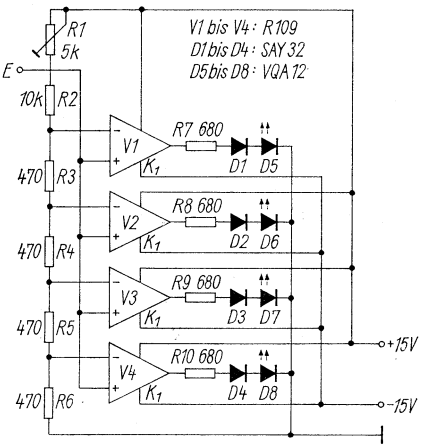


Bild 6.1
Lichtbandanzeige mit Lumineszenzdioden

den Spannungsteiler beträgt $I_T = 1$ mA, und der Eingangsruhestrom der Komparatoren verursacht keinen merklichen Fehler. Solange die Eingangsspannung an E kleiner ist als die niedrigste Referenzspannung, haben alle Komparatoren auf maximale negative Spannung am Ausgang geschaltet, und keine der Lumineszenzdioden D5 bis D8 leuchtet. Die Dioden D1 bis D4 schützen die Lumineszenzdioden vor zu hohen Sperrspannungen. Für die Ausgangsspannung der Komparatoren gilt:

$$U_A = U_{O+}, \text{ wenn } U_E > U_{ref} ; \tag{42}$$

$$U_A = U_{O-}, \text{ wenn } U_E < U_{ref} . \tag{43}$$

In dem Moment, in dem also U_E den Wert $U_{refV4} = 0{,}5$ V erreicht, schaltet dieser Komparator an seinem Ausgang auf maximale positive Spannung um, und die Diode D8 leuchtet. Bei weiter ansteigender Eingangsspannung schaltet V3 bei $U_E = 1$ V um usw. Die Eingangsspannung darf sich in dieser Schaltung nur zwischen $U_E = 0$ V ... 5 V ändern, weil sonst der Grenzwert für die Differenzeingangsspannung überschritten wird. Die höchste positive Referenzspannung sollte aus dem gleichen Grund nicht den Wert $U_{refV1} = 4$ V überschreiten. Andere End- und Zwischenwerte für die Referenzspannung, die auch nichtlinear (z. B. logarithmisch) gestuft sein können, sind leicht mit entsprechenden Spannungsteilern zu verwirklichen.

6.2. Empfindlicher Komparator zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen

Einen Spannungsvergleicher, der nach dem Prinzip des invertierenden Verstärkers arbeitet, stellt Bild 6.2 vor. Solange die Beträge der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers kleiner sind als die Z-Spannung bzw. die Flußspannung der Z-Diode D1, ist die Verstärkung des Komparators V1 gleich seiner Leerlaufspannungsverstärkung. Die Ausgangsspannung steigt deshalb sehr schnell an, wenn die Summe aus der Referenzspannung U_{ref} und der Eingangsspannung U_E von Null verschieden ist. Für die Ausgangsspannung U_A gelten die Beziehungen:

$$U_A = U_{ZD1}, \text{ wenn } U_E < -U_{ref}; \tag{44}$$

$$U_A = -U_{FD1}, \text{ wenn } U_E > -U_{ref}. \tag{45}$$

Immer dann, wenn die Ausgangsspannung von V1 die beiden Endwerte U_{ZD1} bzw. $-U_{FD1}$ erreicht, kommt es zu einer starken Gegenkopplung des Operationsverstärkers über den Z- bzw. Flußwiderstand von D1, und eine Übersteuerung kann nicht geschehen. Erforderlich ist allerdings eine Frequenzkompensation, die die Umschaltzeit des Komparators verlängert. Die Ausgangspegel dieses Komparators können direkt von TTL-Schaltkreisen verarbeitet werden. Es empfiehlt sich aber, direkt nach dem Komparator zunächst einen TTL-Triggerbaustein des Typs *K 155 TL 1* (*SN 7413 N*) zu schalten, der eine TTL-gerechte Flankensteilheit der Signale gewährleistet.

6.3. Einfacher Temperaturregler mit einem *Schmitt*-Trigger als Soll-Istwert-Vergleicher

Die Komparatoren nach Bild 6.1 und Bild 6.2 hatten keine Hysterese. Die Einschwingzeiten der Ausgangsspannung waren deshalb

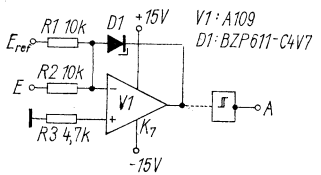


Bild 6.2
Komparator zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen

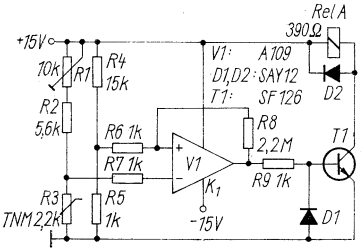


Bild 6.3
Zweipunkttemperaturregler

von der momentanen Eingangsspannungsänderung abhängig. Benutzt man dagegen Triggerschaltungen, die über eine positive Rückkopplung verfügen, so sind die Einschwingzeiten der Ausgangsspannung weitgehend von der Eingangsspannungsänderung unabhängig. Die positive Rückkopplung erzeugt eine Hysterese, d. h., die Ein- und die Ausschaltspannung des Triggers sind um den Wert der Hysteresespannung unterschiedlich.

Der einfache Zweipunkttemperaturregler nach Bild 6.3 arbeitet mit einem *Schmitt*-Trigger zum Vergleich von Soll- und Istwert. Der *Schmitt*-Trigger mit V1 vergleicht die über dem als Temperaturfühler verwendeten Heißleiter R3 liegende Spannung mit der Referenzspannung über R5. Bei zu geringer Temperatur ist R3 hochohmig, und die Spannung über ihm ist größer als die Referenzspannung, der Trigger hat eingeschaltet. Die dann stark negative Ausgangsspannung sperrt T1, und das Relais Rel A ist abgefallen, wobei über einen Ruhekontakt eine Heizung mit Betriebsspannung versorgt wird. Mit steigender Temperatur sinkt der Widerstand von R3 und damit auch die Spannung über ihm. In dem Moment, in dem die Spannung über R3 die Ausschaltspannung U_{aus} des Triggers unterschreitet, schaltet der Trigger an seinem Ausgang auf positive Spannung um, der Widerstand R8 sorgt für eine positive Rückkopplung, und der Transistor T1 leitet, so daß das Relais anzieht und die Heizung von ihrer Speisespannung trennt. Für die Ein-, die Ausschaltspannung und die Hysterese des Triggers gelten die Gleichungen:

$$U_{ein} = U_{R5} + (U_{O+} - U_{R5}) \cdot \frac{R6}{R6 + R8}\,; \tag{46}$$

$$U_{aus} = U_{R5} - (|\,U_{O-}\,| + U_{R5}) \cdot \frac{R6}{R6 + R8}\,; \tag{47}$$

$$U_{hys} = (U_{O+} + |U_{O-}|) \cdot \frac{R6}{R6 + R8}. \tag{48}$$

Die verwendeten Bauelemente erlaubten mit R1 die Veränderung der Schalttemperatur im Bereich $\vartheta_s = 40\ °C \ldots 90\ °C$.

6.4. Stromtrigger mit einem Operationsverstärker

Bild 6.4 zeigt den Stromlaufplan eines Stromtriggers, der zur Umwandlung einer sinusförmigen 50-Hz-Spannung in eine frequenzgleiche Rechteckspannung dient. Solange die Ausgangswechselspannung des Transformators stark negative Werte hat, führt der Ausgang von V1 den Spannungspegel U_{O-}. Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers ist maximal gleich der Flußspannung von D2, die zusammen mit D1 die maximale Differenzeingangsspannung auf $U_{ID} = \pm 0{,}7$ V begrenzt. Dieser Schaltzustand des Triggers bleibt so lange stabil, bis bei in positiver Richtung ansteigender Eingangsspannung die Spannung am nichtinvertierenden Eingang positive Werte annimmt. Das ist bei der Einschaltspannung der Fall:

$$U_{ein} = -\frac{R1 \cdot U_{O-}}{R2}. \tag{49}$$

In diesem Moment springt die Spannung am Ausgang von V1 von ihrem maximalen negativen auf den größten positiven Spannungswert. R2 bewirkt eine positive Rückkopplung, die das Umschalten beschleunigt. Verringert sich nach dem Einschalten die Eingangsspannung wieder, so schaltet der Trigger bei der Spannung U_{aus} zurück, weil dann die Spannung am nichtinvertierenden Eingang von V1 erneut durch Null geht:

$$U_{aus} = -\frac{R1 \cdot U_{O+}}{R2}. \tag{50}$$

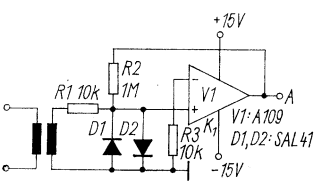


Bild 6.4
Stromtrigger

Die Hysteresespannung ergibt sich aus der Differenz der Einschaltspannung und der Ausschaltspannung:

$$U_{hys} = \frac{R1 \cdot (U_{O+} - U_{O-})}{R2}. \tag{51}$$

Gl. (49) bis Gl. (51) entnimmt man, daß die Triggerkennwerte U_{ein}, U_{aus} und U_{hys} wesentlich von den maximalen positiven und negativen Ausgangsspannungen des benutzten Operationsverstärkers abhängig sind. Für stabile Schaltpunkte müssen deshalb die Ausgangsspannungen des Operationsverstärkers stabilisiert sein. Triggerschaltungen dieser Art findet der Leser in Abschnitt 8.

7. Sinusgeneratoren

Der Operationsverstärker eignet sich gut zum Aufbau von Sinusgeneratoren, wenn deren Arbeitsfrequenz maximal im oberen NF-Gebiet liegt. Für höhere Frequenzen erweist sich der Baustein *A 109* als weniger geeignet. Das hat seine Ursache vor allem in der relativ geringen Ausgangsaussteuerungsfähigkeit bei hohen Frequenzen. Nachteilig wirkt sich besonders bei durchstimmbaren Sinusgeneratoren auch die schon bei relativ niedrigen Frequenzen erhebliche interne Phasendrehung aus, die z. T. recht beachtliche Abweichungen zwischen den praktischen und theoretischen Werten für die Frequenzvariation verursachen.

7.1. Sinusgenerator für eine Festfrequenz

Die Arbeitsfrequenz des Festfrequenzgenerators nach Bild 7.1 beträgt $f_0 = 1{,}6$ kHz. Bestimmend für f_0 ist die *Wien-Robinson*-Brücke mit den Bauelementen R1, R2, R3, R5, R6, C1 und C2. Unter der Bedingung, daß $R = R3 = R6$ und $C = C1 = C2$ sind, erhält man f_0 mit der Gleichung:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}. \tag{52}$$

Die entsprechend Bild 7.1 dimensionierte Generatorschaltung

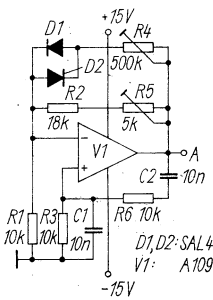


Bild 7.1
Sinusgenerator für eine Festfrequenz

C=C1=C2	f_{0min}	f_{0max}
100n	34Hz	350Hz
10n	331Hz	3,4kHz
1n	3,3kHz	31,7kHz

Tabelle 7.1.
Frequenzbereiche des durchstimmbaren Sinusgenerators

erzeugt eine Sinusspannung, deren Amplitude zwischen $u_a = 0{,}5\ V \ldots 5\ V$ mit R4 veränderlich ist. Der Klirrfaktor erreicht bei optimaler Einstellung Werte von $K < 3\%$.
Nimmt man für den Operationsverstärker V1 zunächst eine unendliche Leerlaufspannungsverstärkung an, so schwingt der Oszillator an, wenn gilt:

$$R2 + R5 = 2 \cdot R1 . \tag{53}$$

Im praktischen Fall, mit endlicher Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers, schwingt der Generator nur bei geringfügig verstimmter *Wien-Robinson*-Brücke an. Es gilt dann die Bedingung:

$$R2 + R5 = \left(2 + \frac{3}{v_u}\right) \cdot R1 . \tag{54}$$

Die Widerstandssumme R2 plus R5 muß also etwas größer als das Doppelte von R1 sein. Wie groß der als Verstimmung bezeichnete Quotient $3/v_u$ sein muß, hängt von der Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers bei der Generatorfrequenz ab. Je kleiner die Verstimmung, um so geringer der zu erwartende Klirrfaktor der Ausgangsspannung. In der Praxis läßt sich das nach Gl. (54) erforderliche Widerstandsverhältnis nicht mit genügender Genauigkeit langzeitstabil einstellen. Der *Wien-Robinson*-Generator erfordert deshalb in jedem Fall eine automatisch wirkende Einrichtung, die das genannte Verhältnis in Abhängigkeit von der Ausgangsamplitude regelt. Der Generator nach Bild 7.1 nutzt zu diesem Zweck den amplitudenabhängigen Durchlaßwiderstand der antiparallelen Diodenschaltung D1, D2. Der Generator wird in der Weise eingestellt, daß zunächst beim maximalen Wert von R4 der Widerstand R5 so justiert ist, daß der Generator sicher anschwingt. Anschließend stellt man mit R4 die geforderte Ausgangsamplitude ein. Die Kombination D1, D2 und R4 wirkt im Anschwingmoment zunächst nicht, und die Summe R2 + R5 ist nennenswert größer als der doppelte Wert von R1. Mit zunehmender Ausgangsamplitude sorgt der dann

durch D1 und D2 fließende Strom für einen Nebenschluß der Reihenschaltung des Durchlaßwiderstands der Kombination D1, D2 mit R5 zu der Widerstandssumme R2 + R5, so daß sich eine stabile und klirrarme Ausgangsspannung einstellt.

7.2. Durchstimmbarer Sinusgenerator mit integraler Amplitudenregelung

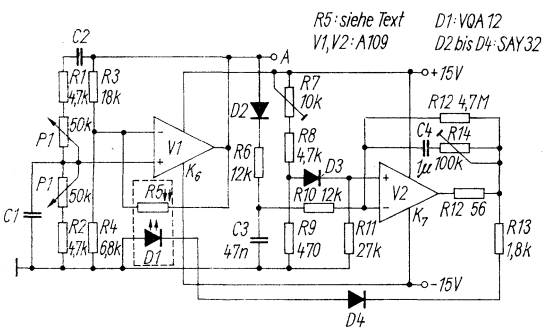
Der Sinusgenerator nach Bild 7.2 liefert eine konstante Ausgangsspannung von $u_a = 1$ V. Der Oszillator verfügt über 3 Frequenzbereiche, deren Anfangs- und Endwerte Tabelle 7.1. nennt. Ein besonderer Vorteil dieser Generatorschaltung ist deren extrem gute Stabilität der Ausgangsamplitude, die sich bei dem Erprobungsmuster innerhalb der 3 Bereiche nur um maximal 0,1 dB geändert hat, wenn die Speisespannung konstant blieb. Der Klirrfaktor betrug bei den Frequenzen $f_0 = 100$ Hz, $f_0 = 1$ kHz und $f_0 = 10$ kHz $K < 0{,}2\%$.

Wie der Generator nach Bild 7.1, enthält auch die Oszillatorschaltung entsprechend Bild 7.2 als frequenzbestimmendes Glied eine *Wien-Robinson*-Brücke, deren beide Widerstandszweige hier aber veränderlich sind. Als eigentlicher Generator arbeitet der Operationsverstärker V1. Die erzeugte Frequenz errechnet man mit Gl. (52), wobei aber für Bild 7.2 gilt:

$$R = R1 + P1 = R2 + P2; \tag{55}$$

$$C = C1 = C2\,. \tag{56}$$

Bild 7.2 Durchstimmbarer Sinusgenerator



Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung schwingt der Generator sofort an, weil der Widerstand R3 erheblich größer als der doppelte Werte von R4 ist. Dem Widerstand R3 liegt der Fotowiderstand R5 parallel. Dieser befindet sich zusammen mit der Lumineszenzdiode D1 in einem lichtdichten Gehäuse. Der Dunkelwiderstand von R5 war größer als 1 MΩ. Die Helligkeit der Lumineszenzdiode D1 steuert der mit dem Operationsverstärker V2 bestückte integrale Regelverstärker so lange, bis am Ausgang A die gewünschte Ausgangsamplitude anliegt. Zu diesem Zweck wird mit D2 eine Spitzenwertgleichrichtung der Ausgangsspannung des Generators vorgenommen. Die Gleichspannung über C3 hat den Wert:

$$U_{C3} = \hat{u}_a - U_{FD2} \,. \tag{57}$$

Solange diese Spannung kleiner als die über dem Widerstand R11 liegende Spannung ist, liegt am Ausgang von V2 eine hohe positive Spannung, Diode D1 leuchtet nicht, und der Generator schwingt hoch. Übersteigt die Spannung über C3 die über R11 liegende Spannung, so wird die Ausgangsspannung von V2 negativ, und die Diode D1 leuchtet mit entsprechender Helligkeit. Dadurch verringert sich der Wert von R5 so lange, bis die Spannung über C3 gleich der über R11 ist. Unter der Bedingung, daß die Flußspannungen der Dioden D2 und D3 gleich sind, ergibt sich die Ausgangsspannung des Generators aus der nachstehenden Beziehung:

$$u_a = \frac{U_{S+} \cdot R9}{(R7 + R8 + R9) \cdot \sqrt{2}} \,. \tag{58}$$

Die Ausgangsspannung des Generators läßt sich entsprechend dieser Gleichung mit dem Einstellregler R7 einstellen. Mit Rücksicht auf die begrenzte Ausgangsaussteuerungsfähigkeit des *A 109* bei hohen Frequenzen sollte die effektive Ausgangsspannung nicht größer als $u_a = 1{,}5$ V sein.

8. Impulsgeneratoren

Zur Realisierung von Impulsgeneratoren, die als aktive Bauelemente weitgehend Operationsverstärker enthalten, sind viele Möglichkeiten bekannt. Der folgende Abschnitt kann aus Platzgründen nur 3 einfache Beispiele vorstellen. Oft arbeiten die in Impulsgeneratoren verwendeten Operationsverstärker als Trigger oder Vergleicher, so daß die internen Verzögerungszeiten und die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten der Ausgangsspannung der Operationsverstärker die obere Frequenzgrenze der Impulsgeneratoren bestimmen. Mit dem Bauelement *A 109* lassen sich Impulsgeneratoren realisieren, deren obere Arbeitsfrequenz innerhalb des Bereichs von $f_0 = 100$ kHz ... 200 kHz liegt.

8.1. Rechteckgenerator mit getrennten Einstellmöglichkeiten für die Impulsdauer und die Impulspause

Der Generator nach Bild 8.1 liefert an den Ausgängen A_1 und A_2 Rechteckspannungen, deren Impulsdauer (positive Spannung an den Ausgängen) von $t_i = 1{,}1$ ms bis $t_i = 12$ ms mit P1 verändert werden konnte. Die Zeiten der Impulspause t_p sind mit P2 einstellbar und entsprechen den Werten für t_i. Prinzipiell bilden

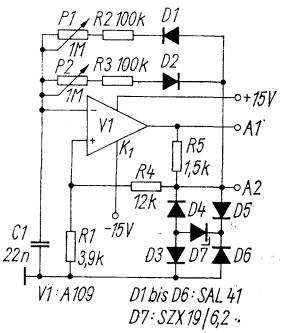


Bild 8.1
Impulsgenerator

V1, R1, R4, R5 und die Dioden D3 bis D7 einen *Schmitt*-Trigger, der mit den übrigen Bauelementen zu einem Impulsgenerator erweitert wurde.

Zur Erläuterung der Arbeitsweise sei angenommen, daß der Ausgang A_1 des Operationsverstärkers die maximale positive Spannung U_{O+} führt und der Kondensator C1 nicht geladen ist. In diesem Schaltungszustand fließt über den Widerstand R5 ein Strom durch die Dioden D5, D7 und D3. Die Spannung am Ausgang A_2 ist deshalb konstant und gleich der Summe der Flußspannungen von D3 und D5 plus der Z-Spannung der Diode D7. Der eine positive Rückkopplung bewirkende Spannungsteiler mit R4 und R1 legt einen Bruchteil der stabilisierten Ausgangsspannung an den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers V1. Die Spannung über R1 kann je nach Schaltzustand des Triggers negativ oder positiv sein, und es gilt die Bedingung:

$$U_{R1} \leqq 0{,}5 \cdot |\, U_{ID} \,| \,. \tag{59}$$

Die Erfüllung dieser Gleichung ist notwendig, damit im Betrieb nicht der Grenzwert der Differenzeingangsspannung überschritten wird.

Solange die Spannung am Ausgang A_2 positiv ist, lädt sich der zeitbestimmende Kondensator C1 auf eine positive Spannung auf. Der dabei fließende Ladestrom hängt von der Widerstandssumme P1 + R2 ab und fließt über die leitende Diode D1. D2 sperrt, und die Widerstände P2 und R3 können nicht wirksam werden. Die Aufladung von C1 endet, wenn die Spannung über ihm gleich der über R1 liegenden Triggereinschaltspannung ist. Der Operationsverstärker schaltet um, und am Ausgang A_1 liegt die Spannung U_{O-}. Jetzt leitet D2, und die Diode D1 sperrt. Der über P2 und R3 fließende Strom sorgt für eine Umladung von C1 vom Wert der positiven Einschaltspannung bis zur negativen Ausschaltspannung des Triggers. Beim Erreichen des letztgenannten Spannungswertes kippt der Generator wieder in die zu Beginn angenommene Lage, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von vorn. Das Ergebnis sind Spannungsverläufe über C1 und an A_2, wie sie die Oszillogramme in Bild 8.2 zeigen. Solange die Schaltzeiten des Operationsverstärkers klein und die Flußspannungen der Dioden D1 und D2 niedrig in bezug auf die möglichen Ausgangsspannungen an A_2 sind, gelten zur Berechnung der Zeiten t_i und t_p die Beziehungen:

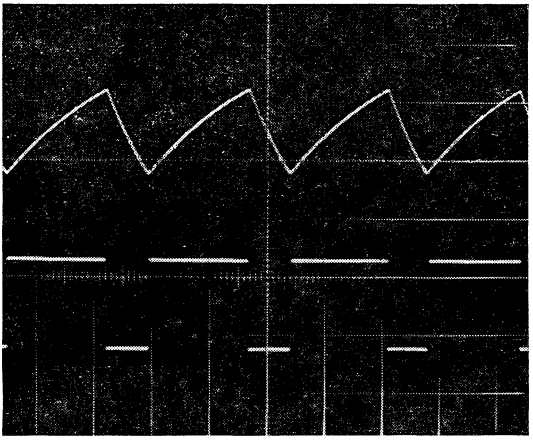


Bild 8.2 Oszillogramme zu Bild 8.1. Oben: Spannungsverlauf über C1; unten: Ausgangsspannung an A_2

$$t_i = (P1 + R2) \cdot C1 \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R4}\right); \tag{60}$$

$$t_p = (P2 + R3) \cdot C1 \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R4}\right). \tag{61}$$

Soll der Generator eine nahezu symmetrische Rechteckspannung liefern, dann können die Dioden D1 und D2 entfallen. Man verbindet dann den Ausgang A_2 mit dem invertierenden Eingang von V1 durch die Reihenschaltung eines Potentiometers P′ mit einem Widerstand R′. Die Frequenz der Rechteckspannung erhält man für einen solchen Generator mit der nachstehenden Gleichung

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot (P' + R') \cdot C1 \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R4}\right)}. \tag{62}$$

8.2. Sägezahngenerator

Der Sägezahngenerator nach Bild 8.3 liefert an seinem Ausgang A_2 eine zeitlinear in negativer Richtung abfallende Sägezahnspannung, die allerdings nur nach einem A_2 folgenden Impedanz-

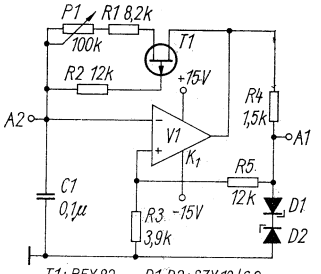


Bild 8.3
Sägezahngenerator

wandler (Spannungsfolger mit *A 109*) weiterverarbeitet werden kann. V1 wirkt auch in dieser Generatorschaltung als *Schmitt*-Trigger. An Stelle der Diodenbrücke beim Generator nach Bild 8.1 dienen bei dem Sägezahngenerator zwei in Reihe geschaltete Z-Dioden mit gleicher Z-Spannung zur Stabilisierung der Ein- und Ausschaltspannung des Triggers. Solange die Spannung an A_1 negativ ist, arbeitet der p-Kanal-SFET T1 als Konstantstromquelle, wobei die Widerstände P1 und R2 entsprechend der folgenden Gleichung den fließenden Drainstrom I_{DT1} bestimmen:

$$I_{DT1} = \frac{U_{GST1}}{P1 + R1}. \tag{63}$$

Der konstante Drainstrom bewirkt eine Umladung des Kondensators C1, dessen Spannung dabei so lange in negativer Richtung abfällt, bis die Spannung über C1 die Ausschaltspannung des Triggers erreicht. Dieser schaltet dann an seinem Ausgang auf positive Spannung um. Über die jetzt leitende Gate-Kanaldiode von T1 lädt sich nun C1 in positiver Richtung auf, bis die Spannung über C1 gleich der positiven Einschaltspannung des Triggers ist. Der Widerstand R2 begrenzt den Ladestrom auf einen für die Gate-Kanaldiode zulässigen Wert. Das Ergebnis der genannten Vorgänge sind Spannungsformen, wie sie die Oszillogramme in Bild 8.4 zeigen. Die Dauer t_s des zeitlinearen Spannungsabfalls errechnet sich mit der Gleichung:

$$t_s = \frac{U_{hys} \cdot C1}{I_{DT1}}. \tag{64}$$

Die Hysteresespannung U_{hys} des Triggers ergibt sich aus:

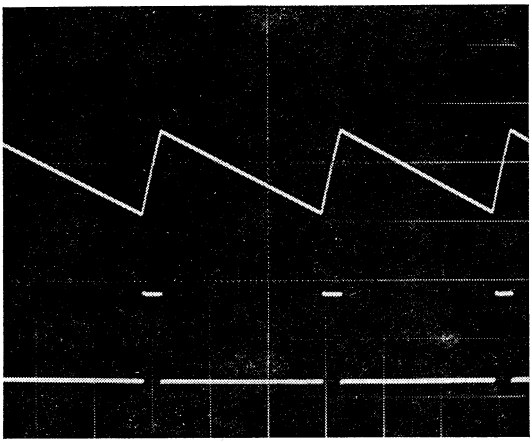


Bild 8.4 Oszillogramme zu Bild 8.3. Oben: Spannungsverlauf über C1; unten: Ausgangsspannung an A_1

$$U_{hys} = \frac{(U_{ZD1} + U_{ZD2} + U_{FD1} + U_{FD2}) \cdot R3}{R3 + R5}. \qquad (65)$$

P1 ermöglichte bei der praktischen Schaltung Zeiten für t_s im Bereich $t_s = 1{,}3 \ldots 15$ ms.

8.3. Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen

Den Stromlaufplan einer sehr häufig verwendeten Generatorschaltung, die gleichzeitig eine Dreieck- und eine Rechteckspannung liefert, zeigt Bild 8.5. Die Frequenz beider Spannungen ist gleich und konnte beim Musteraufbau innerhalb $f_0 = 100$ Hz ... 1,1 kHz mit dem Potentiometer P1 variiert werden. Der Operationsverstärker V1 arbeitet als Stromtrigger und V2 als Integrator. Solange der Ausgang A_1 des Triggers eine positive Spannung führt, fließt durch P1 und R5 ein von den Werten dieser Widerstände und der Spannung an A_1 abhängiger konstanter Strom in den Summationspunkt des Verstärkers V2. Dieser Operationsverstärker ist bestrebt, den invertierenden Eingang auf Nullpotential zu halten. Durch C1 muß deshalb ein gleich großer Strom wie durch P1 bzw. R5, aber mit entgegengesetztem Vorzeichen,

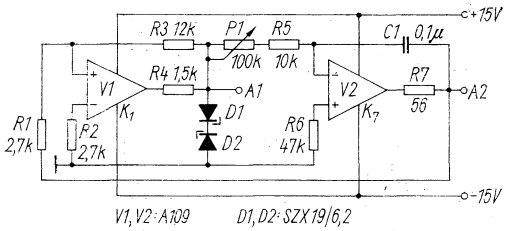
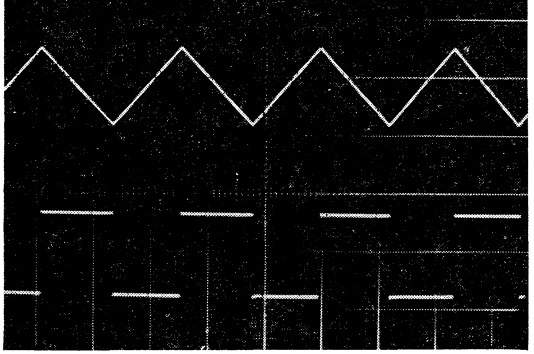


Bild 8.5 Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen

fließen. Dieser konstante Strom bewirkt ein zeitlineares Absinken der Spannung am Ausgang A_2 des Integrators. Zu dem Zeitpunkt, zu dem die Spannung an A_2 die negative Ausschaltspannung des Triggers erreicht, schaltet dieser an seinem Ausgang auf negative Spannung um. Damit wechseln die Stromrichtungen durch P1 und R5 bzw. C1, und die Spannung am Integratorausgang bewegt sich nun so lange zeitlinear in positiver Richtung, bis sie gleich der positiven Einschaltspannung des Triggers ist. Das Ergebnis dieser Vorgänge sind eine symmetrische Dreieckspannung am Ausgang A_2 und eine ebenfalls symmetrische Rechteckspannung, die sich

Bild 8.6 Oszillogramme zu Bild 8.5. Oben: Dreieckspannung an A_2; unten: Rechteckspannung an A_1



an A_1 entnehmen läßt. Bild 8.6 zeigt diese Spannungsformen. Für die Frequenz f_0 der Dreieck- bzw. Rechteckspannung gilt die Gleichung:

$$f_0 = \frac{R3}{(P1 + R5) \cdot 4 \cdot C1 \cdot R1}. \tag{66}$$

9. Monostabile Kippschaltungen

Nach einem äußeren Triggerimpuls liegt am Ausgang einer monostabilen Kippschaltung ein Signal, dessen Dauer nur noch von der internen Zeitkonstante des monostabilen Multivibrators abhängt. Monovibratoren mit Operationsverstärkern zeichnen sich einmal durch einfachen Schaltungsaufbau und zum anderen durch stabile Kippzeiten aus.

9.1. Einfacher monostabiler Multivibrator mit einem Operationsverstärker

Der Monovibrator nach Bild 9.1 enthält als aktives Bauelement nur einen Operationsverstärker. Im Ruhezustand liegt am Ausgang die hohe positive Spannung U_{O+}. Die Dioden D1 und D2 leiten, und am invertierenden Eingang von V1 ist die Flußspannung $U_{FD1} = 0{,}6$ V meßbar. Der nichtinvertierende Eingang von V1 liegt über dem Spannungsteiler R2, R3, der eine Mitkopplung bewirkt, an einer positiveren Spannung als die Flußspannung der Diode D1, so daß der Operationsverstärker in der angegebenen Lage verbleibt. Über R2 darf in diesem Schaltzustand maximal die Spannung $U_{R2} = 4{,}4$ V abfallen, damit weder in der Ruhe- noch in der Arbeitslage des Monovibrators der Grenzwert U_{ID} überschritten wird. Die negative Flanke eines Triggerimpulses an E kippt den monostabilen Multivibrator in seine Arbeitslage,

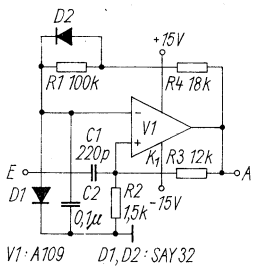
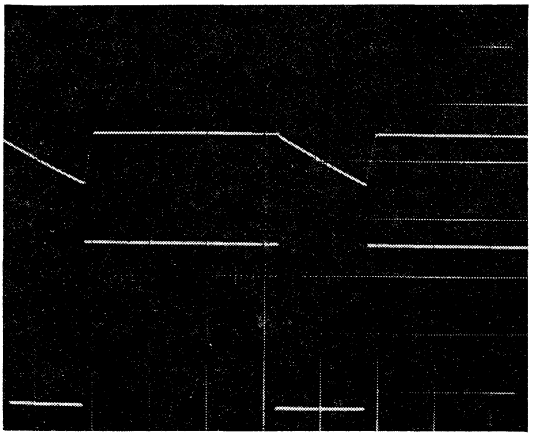


Bild 9.1
Einfacher monostabiler Multivibrator

wenn die momentane Spannung am nichtinvertierenden Eingang den Wert der Flußspannung von D1 unterschreitet. Der Ausgang des Operationsverstärkers führt danach die Spannung U_{O-}, und die Diode D2 sperrt. Der Kondensator C2 lädt sich über die Widerstände R1 und R4 so lange in negativer Richtung auf, bis die Spannung über ihm gleich der jetzt negativen Spannung über R2 ist. In dem Moment, in dem die Spannung am nichtinvertierenden Eingang von V1 positiver wird als die Spannung über C2, schaltet der Operationsverstärker in die Ausgangslage zurück. Ein erneutes Triggern ist erst zulässig, wenn die Spannung über C1 wieder positiv und gleich der Flußspannung von D1 ist. Eine kleine Erholzeit gewährleistet D2, die den relativ hochohmigen Widerstand R1 während der Rückladung von C1 überbrückt, so daß die Erholzeit nur vom Wert von R4 abhängt. Ohne D1 ist die Erholzeit etwa gleich der Kippzeit. Die gemessene Kippzeit t_k betrug $t_k = 1{,}6$ ms. Für die Erholzeit t_r wurde der Wert $t_r = 0{,}26$ ms ermittelt. Bei einer Umdimensionierung gelten für die Widerstände R1 und R4 die Bedingungen $R1 \leqq 2\,M\Omega$ und $R4 \geqq 2\,k\Omega$, wenn für V1 der *A 109* benutzt wird und die Schaltung auch bei dem maximal möglichen Eingangsruhestrom noch hinreichend genau arbeiten soll. Für die Berechnung der Kippzeit

Bild 9.2 Oszillogramme zu Bild 9.1. Oben: Spannungsverlauf über C2; unten: Ausgangsimpuls an A



gilt unter der Bedingung, daß $U_{FD1} \ll -U_{O-}$ ist, die Näherung:

$$t_K = (R1 + R4) \cdot C2 \cdot \ln\left(\frac{R2 + R3}{R3}\right). \qquad (67)$$

Die Oszillogramme in Bild 9.2 zeigen den Spannungsverlauf über C2 und die Ausgangsspannung des monostabilen Multivibrators.

9.2. Monostabiler Multivibrator mit geringer Drift der Kippzeit

Viele Anwendungen erfordern monostabile Multivibratoren, deren Kippzeit möglichst wenig von Änderungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur abhängt. Bild 9.3 zeigt den Stromlaufplan einer geeigneten Schaltung. Grundsätzlich besteht dieser monostabile Multivibrator aus der Zusammenschaltung eines Komparators mit einem TTL-J-K-Master-Slave-Flip-Flop, der einen zusätzlichen Entladetransistor steuert. Im Ruhezustand befindet sich der Ausgang Q von FF1 auf H-Pegel, und der Transistor T1 leitet. Der invertierende Eingang des Komparators V1 ist deshalb mit dem Massepotential verbunden. Die positive Spannung U_{R5} für den nichtinvertierenden Eingang stellt der Teiler mit den Widerständen R4 und R5 zur Verfügung. Wegen der maximalen Differenzeingangsspannung muß $U_{R5} \leqq 5$ V gelten. Die Spannung am Ausgang von V1 ist gleich U_{O+}. Der Widerstand R6 begrenzt zusammen mit den beiden Dioden D1 und D2 die beiden möglichen Spannungen am S-Eingang von FF1 auf

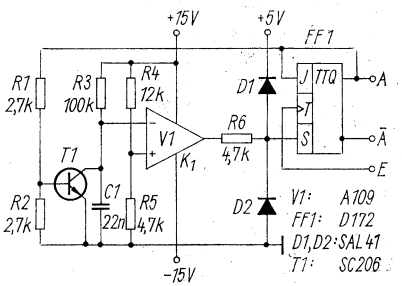
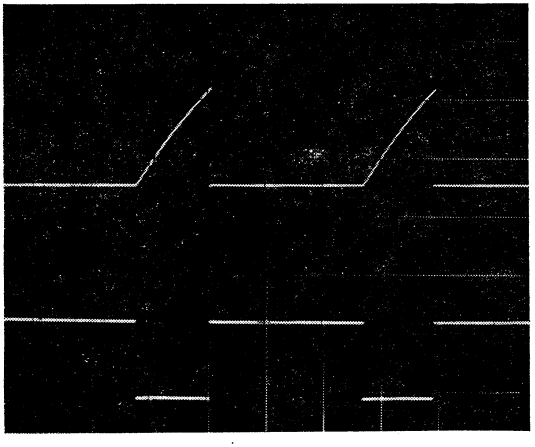


Bild 9.3
Monostabiler Multivibrator mit geringer Drift der Kippzeit

$U_{IH} = 5{,}6$ V und $U_{IL} = -0{,}6$ V. Diese Werte sind für TTL-Schaltkreise noch zulässig.

Die negative Flanke eines Taktimpulses an E triggert den monostabilen Multivibrator. Der Ausgang Q von FF1 kippt dabei auf L-Potential. Diesen Pegel erhält auch der J-Eingang, der dadurch das Flip-Flop verriegelt, so daß nachfolgende Triggerimpulse kein erneutes Kippen bewirken. Bei L-Potential am Ausgang Q sperrt der Entladetransistor T1. Über den Widerstand R3 kann sich jetzt der zeitbestimmende Kondensator C1 in positiver Richtung aufladen. Dieser Ladevorgang dauert so lange, bis die Spannung über C1 gleich der Spannung über dem Spannungsteilerwiderstand R5 ist. In diesem Moment schaltet der Komparator an seinem Ausgang auf die Spannung U_{O-} um, so daß das Flip-Flop FF1 über den S-Eingang zurückgesetzt wird. Der Ausgang Q nimmt wieder H-Potential ein. T1 leitet und entlädt den Kondensator C1. Der maximale Basisstrom von T1 beträgt etwa 1 mA, so daß auf einen im Kollektorzweig von T1 liegenden Schutzwiderstand zur Entladestrombegrenzung verzichtet werden konnte. Für die Kippzeit wurde der Wert $t_k = 0{,}7$ ms gemessen.

Bild 9.4 Oszillogramme zu Bild 9.3. Oben: Spannungsverlauf über C1; unten: Ausgangsimpuls an A



Für die rechnerische Ermittlung der Kippzeit gilt die nachstehende Beziehung, in der die Kollektor-Emitter-Restspannung des Transistors T1 gegenüber der über R5 abfallenden Spannung vernachlässigt wurde:

$$t_k = R3 \cdot C1 \cdot \ln \left(\frac{R4 + R5}{R4} \right). \tag{68}$$

Die Oszillogramme in Bild 9.4 zeigen die wesentlichsten Impulsformen des monostabilen Multivibrators.

10. Aktive Gleichrichter mit Operationsverstärkern

Die Schwellspannungen von Silizium- und Germaniumgleichrichterdioden bedingen eine Nichtlinearität der Gleichrichterkennlinie, die besonders im Bereich kleiner Wechselspannungen stark ausgeprägt ist. Eine ausgezeichnete Linearisierung der Gleichrichterkennlinie erreicht man, wenn sich die Gleichrichterdioden im Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers befinden. Schaltungen dieser Art ermöglichen eine lineare Gleichrichtung von Wechselspannungen mit Amplituden von einigen Millivolt.

10.1. Vollweg-Gleichrichterschaltungen

Bild 10.1 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Vollweg-Gleichrichters, dessen Instrument bei einer Eingangswechselspannung von $u_{emax} = 1$ V Vollausschlag anzeigt. Der Operationsverstärker ist als nichtinvertierender Spannungsverstärker geschaltet, wobei die Spannung vom Verstärkerausgang über die Diodenbrückenschaltung mit D1 bis D4 — in deren Querzweig sich das Instrument befindet — zum invertierenden Eingang von V1 geleitet wird. Durch die Gegenkopplung ist, unabhängig von den Nichtlinearitäten der Gleichrichterdioden, die Wechselspannung über der Reihenschaltung von R4 plus R5 gleich der an E liegenden Eingangswechselspannung. Durch das Instrument

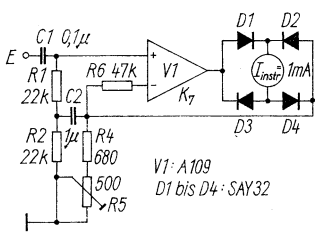


Bild 10.1
Aktiver Vollweggleichrichter

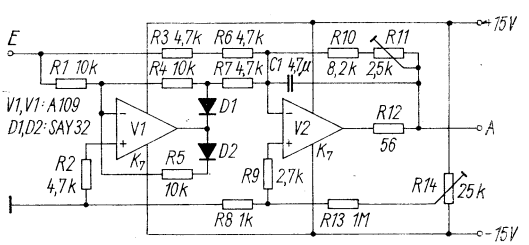
fließt bei sinusförmigem Verlauf der Eingangsspannung dann der Gleichstrom I_{instr}:

$$I_{instr} = u_{e\,eff} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi \cdot \frac{(R4 + R5)\,R2}{R4 + R5 + R2}}. \qquad (69)$$

Solange die positive oder negative Ausgangsspannung des Operationsverstärkers kleiner ist als die Summe von 2 Schwellspannungen, sperren alle 4 Gleichrichterdioden, und der Verstärker ist nicht gegengekoppelt. Dieser Fall tritt immer bei den Nulldurchgängen der Eingangsspannung ein. Die Zeitdauer, in der die Gegenkopplung des Operationsverstärkers aufgetrennt ist, soll nur kurz sein. Man verwendet deshalb möglichst Operationsverstärker mit großer Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung und Dioden mit geringer Schwellspannung, damit die durch diesen Effekt verursachte Totzeit des Regelkreises niedrig bleibt. Die Totzeit ist nämlich Ursache dafür, daß man bei aktiven Gleichrichterschaltungen manchmal Schwierigkeiten bei der Frequenzkompensation hat. Man muß dann die entsprechenden Bauelemente (C_{K1} und C_{K2}) größer dimensionieren als bei einer linearen Gegenkopplung. Zu beachten ist weiterhin, daß der Frequenzgang der Leerlaufspannungsverstärkung von V1 einen erheblichen Einfluß auf die Genauigkeit des Gleichrichters in Abhängigkeit von der Frequenz hat. Aus diesem Grund muß oberhalb von f = 10 kHz mit Linearitätsfehlern von größer als 1% gerechnet werden, wenn der Baustein *A 109* Verwendung findet.

Die Gleichrichterschaltung nach Bild 10.1 hat den Nachteil, daß die Gleichspannung nur von erdfreien Verbrauchern (z. B. Meßinstrumenten) weiterverarbeitet werden kann. Diesen Nachteil

Bild 10.2 Aktiver Vollweggleichrichter mit geerdetem Ausgang



weist der Vollweggleichrichter nach Bild 10.2 nicht auf, dessen maximale effektive Eingangsspannung $u_{e\,max} = 5\,V$ betragen darf. Der Operationsverstärker V1 arbeitet als Einweggleichrichter. Der Verstärker V2 wird als Summierverstärker betrieben. Er addiert die Ausgangsspannung des Einweggleichrichters mit der Eingangsspannung der Schaltung im Verhältnis 1 : 2, so daß sich die gewünschte Zweiweggleichrichtung ergibt. Die Ausgangsgleichspannung U_A an A für sinusförmige Eingangsspannung ergibt sich aus der Beziehung:

$$U_A = u_{e\,eff} \cdot \frac{2 \cdot n \cdot \sqrt{2}}{\pi}. \tag{70}$$

Dabei sind zusätzlich die nachstehenden Bedingungen zu erfüllen:

$$R1 = R4\ ; \tag{71}$$

$$R7 = R3 + R6\ ; \tag{72}$$

$$n = \frac{R3 + R6}{R10 + R11}. \tag{73}$$

Der Kondensator C1 glättet die Ausgangsspannung, und mit R14 wird der Nullpunkt eingestellt.

10.2. Gleichspannungsdriftfreier Einweggleichrichter für Wechselspannungs-Digitalvoltmeter

Für die Anwendung in Digitalvoltmetern, die im Gleichspannungsmeßbereich eine automatische Nullpunktkorrektur aufweisen, hat die Gleichrichterschaltung nach Bild 10.2 den Nachteil, daß eine mögliche Nullpunktdrift als Meßwert erscheint. Das ist bei der Gleichrichterschaltung entsprechend Bild 10.3 nicht der Fall. Hier wurde die eigentliche Gleichrichterschaltung mit den Dioden D1 und D2 vom Operationsverstärker mit Kondensatoren getrennt, und die Drift von V1 kann nicht am Ausgang A auftreten. Die Eingangsspannung an E darf beim Einweggleichrichter nach Bild 10.3 maximal $u_{e\,eff} = 1\,V$ betragen. Für die an A anliegende Gleichspannung gilt die Beziehung:

$$U_A = \frac{u_{e\,eff} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{R8 + R9}{R6 + R8 + R9}\right). \tag{74}$$

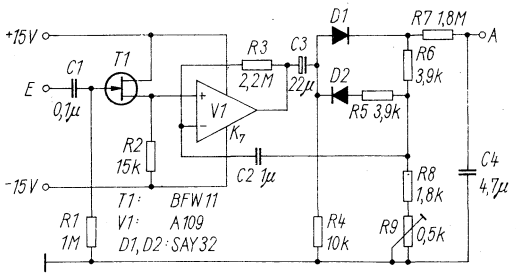


Bild 10.3 Einweggleichrichter für Wechselspannungs-Digitalvoltmeter

Diese Gleichspannung muß sehr hochohmig abgenommen werden, weil sonst Gl. (74) nicht gesichert ist. Das erfordert eine Folgerschaltung mit SFET- oder MOSFET-Eingangsstufe, die in einem Digitalvoltmeter mit automatischer Nullpunktkorrektur meist ohnehin vorhanden ist.

11. Literaturverzeichnis

[1] Analoge integrierte Schaltkreise — Ausgabe 1976/77; Katalog des VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)

[2] Halbleiterinformationen — 117; radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 24, S. 795 u. S. 796

[3] *Knopke, K.-E.:* Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109 C; radio fernsehen elektronik 23 (1974), H. 18, S. 595–598

[4] *Roth, M.,* und *Russ, T.:* Modifizierte Frequenzgangkorrektur integrierter Operationsverstärker; radio fernsehen elektronik 24 (1975), H. 13, S. 430 u. S. 435–437

[5] *Adler, H.:* Gesichtspunkte beim Entwurf eines Operationsverstärkers mit hoher Slew-Rate und kleinem Rauschen; radio fernsehen elektronik 24 (1975), H. 19, S. 625 u. S. 626 u. S. 635–639

[6] *Aigringer, M., Heymel, G., Unger, H.,* und *Zietkowski, K.:* Frequenzkompensierter Operationsverstärker μA 709 mit hoher Slew-Rate; radio fernsehen elektronik 22 (1973), H. 24, S. 804–806

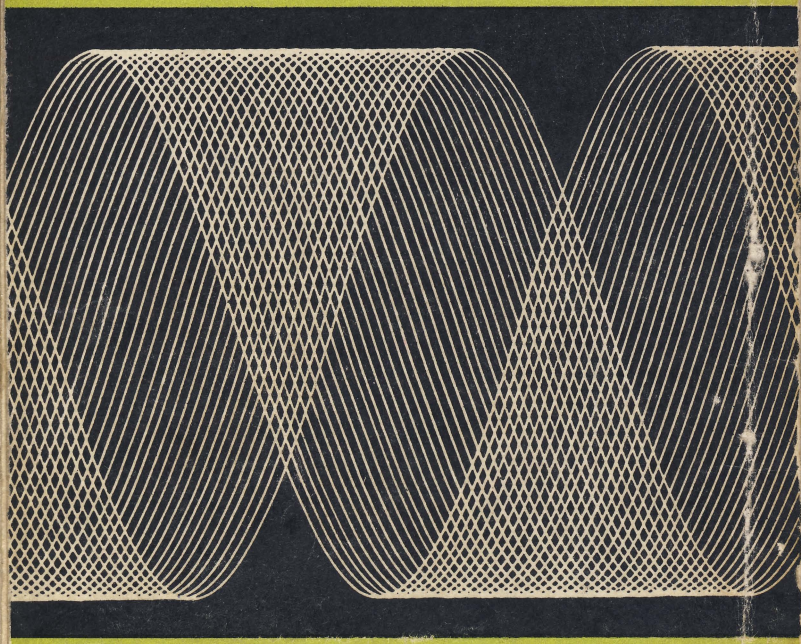
[7] *Bladowski, R.:* Integrierte Analogschaltungen; Telekosmos-Verlag Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart 1970

[8] *Altenbrunn, J.,* und *Heymel, G.:* A 109 mit Frequenzgangkompensation durch Miller-Effekt; radio fernsehen elektronik 26 (1977), H. 17, S. 555 u. S. 556

[9] *Reimer, B.,* und *Unger, H.:* Diskret erweiterter μA 709 mit gutem Gesamtdriftverhalten für den Einsatz in schnellen Schaltungen; radio fernsehen elektronik 24 (1975), H. 4, S. 114–116

[10] *Pabst, D.:* Operationsverstärker — Grundlagen und Anwendungsbeispiele; VEB Verlag Technik Berlin, Berlin 1971

[11] *Schaufelberger, W.:* Operationsverstärker und ihre Schaltungstechnik; Firmenschrift der Kontron GmbH & Co. KG

[12] *Stiefken, H.:* Analoge Schaltkreise; Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH, Heidelberg 1972

[13] *Tietze, U.,* und *Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik; Springer Verlag Berlin, Heidelberg 1969